

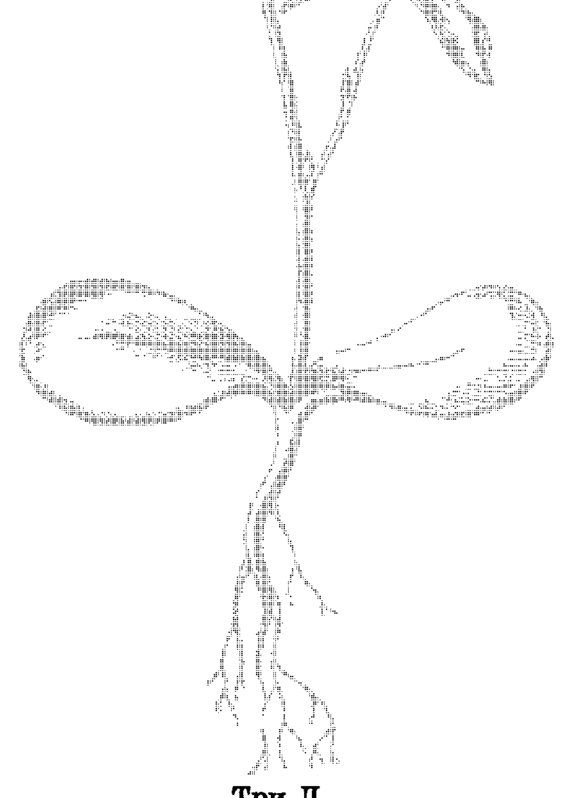
ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Березин О. К., Костиков В. Г., Шахнов В. А,

Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры

О. К. Березин, В. Г. Костиков, В. А. Шахнов

Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры



Три Л
Горячая линия-Телеком
Москва • 2000

УДК 621.314
ББК 32.85
Б48

Авторы выражают благодарность члену попечительского совета кафедры МГТУ им. Баумана, генеральному директору ЗАО "Укртатнафта-М" Скворцову К. Ф. за финансовую поддержку в издании этого справочника

Березин О. К., Костиков В. Г., Шахнов В. А.

Б48 **Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. — М.: "Три Л", 2000. — 400 с.**

ISBN 5—86709—072—8

Приведены схемотехнические решения источников электропитания, являющихся составной частью радиотехнических и электронно-вычислительных средств. Показаны конкретные примеры схем и конструкций низковольтных и высоковольтных источников электропитания непрерывного и импульсного действия для жестких условий эксплуатации. Отмечены особенности источников, обусловленные параметрами входной сети, нагрузки и условиями компоновки. Рассмотрены основные электрорадиокомпоненты, используемые в средствах электропитания.

Для инженерно-технических работников в области радиотехники, электроники и связи, а также студентов соответствующих специальностей ВУЗов.

Б $\frac{2302020200—01}{7П6(03)—2000}$ без объявл. — 2000 ББК 32.85

ISBN 5—86709—072—8
ISBN 5—93517—011—6

9 785867 090722

Научное издание

Березин Олег Константинович
Костиков Владимир Григорьевич
Шахнов Вадим Анатольевич

Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры

Редактор-организатор *Хороших Л. Г.*
Компьютерная верстка *Соболева Н. В.*
Корректор *Водопьянова С. Н.*

Сдано в набор 20.12.99. Подписано в печать 10.03.2000.
Формат 60×90/16. Бумага типографская №2.
Печать офсетная. Гарнитура Школьная. Усл. п. л. 25,0.
Тираж 3000 экз. Заказ № 176.

Издательско-полиграфическое агентство "Три Л"
Лицензия ЛР № 062411 от 07.04.98.
105568, Москва, Малый Купавенский пр., д. 3
Тел. 235-91-38, факс. 235-91-58

Отпечатано с готовых диапозитивов в ООО «Типография ИПО профсоюзов Профиздат», 109044, Москва, Крутицкий вал, 18.
ПД № 00180 от 29.11.1999 г.

Предисловие

Многообразие исполнений источников электропитания не позволяет достаточно полно осветить их схемные и конструктивные особенности. Достаточно отметить разнообразие выходных параметров систем электроснабжения с учетом допустимых отклонений (*напряжений, рода тока, количества фаз, мощности*). *Исполнения* источников существенно зависят от качества их выходного напряжения, значения мощности, характера нагрузки в статическом и динамическом режимах, продолжительности непрерывной работы, требуемых показателей надежности, условий эксплуатации. Поэтому в справочнике нашли отражение лишь некоторые направления схемных и конструктивных решений.

Материал книги основан на результатах работ по созданию и внедрению в производство источников электропитания радиолокационных станций. Обращено внимание на взаимное влияние систем электроснабжения и источников электропитания, что особенно важно в автономных подвижных объектах. Показаны пути улучшения качества электроэнергии на выходе системы электроснабжения при помощи устройств фильтрации и бесперебойного электроснабжения.

Рассмотрены источники электропитания непрерывного действия низкого напряжения. Благодаря этим источникам обеспечивается высокое качество напряжения, которое необходимо, в первую очередь, для передающих и приемных устройств радиоэлектронной аппаратуры. Приведены характеристики интегральных стабилизаторов напряжения и источников электропитания на их базе.

Показаны типовые исполнения низковольтных источников импульсного действия, в том числе для электропитания персональных ЭВМ. Двухтактным схемам инвертирования, нашедшим широкое распространение в аппаратуре различного вида, уделено большее внимание по сравнению с однотактными.

При рассмотрении высоковольтных источников электропитания основное внимание уделено источникам устройств отображения информации и передатчиков подвижных радиоэлектронных средств. Отмечены конструктивные особенности ряда разработок, поскольку конструкция имеет решающее значение в высоковольтных и высокопотенциальных устройствах. Показана возможность использования жидкостного охлаждения в высоковольтных преобразователях.

Характеристики компонентной базы источников электропитания даны с рекомендациями по ее применению. Для некоторых узлов приведены расчетные соотношения, приемлемая точность которых подтверждена практическими разработками.

ГЛАВА 1
Входные и выходные характеристики источников электропитания

1.1. Электромагнитная совместимость источников электропитания с системой электроснабжения

Качество электрической энергии является одним из основных факторов, определяющих показатели надежной работы радиоэлектронных средств. Контролем параметров сетей и систем автономного электроснабжения установлены провалы, прерывания и выбросы напряжения. Допустимые нестабильности параметров электрической энергии приведены в нормативной документации [1—4].

Источники электропитания в составе радиоэлектронной аппаратуры являются согласующим звеном между нагрузкой и системой электроснабжения. Технические требования к показателям источников определяются требованиями к данной радиоэлектронной аппаратуре в целом. Источники электропитания имеют существенные отличия по принципу построения, компонентной базе, конструкции и технологии изготовления. Эти отличия определяются особенностями радиоэлектронных устройств, в состав которых они входят. В свою очередь, радиоэлектронные устройства различаются функциональными задачами и условиями эксплуатации [5—6].

Требования, предъявляемые к источникам электропитания со стороны системы электроснабжения, определяются соотношением их мощностей, родом тока (переменного или постоянного), значением напряжения и допустимыми отклонениями тока и напряжения в рабочих и переходных режимах.

Системы электроснабжения постоянного тока применяются, как правило, в тех случаях, когда требуемая мощность не превышает 1,5 кВт. Достоинством таких систем является простота их резервирования с помощью аккумуляторов, а также сравнительная простота отбора мощности от маршевого двигателя самоходного шасси. К недостаткам систем электроснабжения постоянного тока можно отнести необходимость применения двойного преобразования электроэнергии (импульсного и непрерывного) при электропитании аналоговой нагрузки. В настоящее время ведется разработка систем

электроснабжения постоянного тока с выходным напряжением 270 В.

Системы электроснабжения переменного тока частоты 400 Гц используются, как правило, в аппаратуре на подвижных транспортных средствах. Для стационарных устройств радиоэлектронной аппаратуры используются системы электроснабжения с частотой тока 50 Гц. Достоинством систем переменного тока является возможность распределения энергии при повышенном напряжении (т. е. при меньших потерях), простота и надежность генераторов переменного тока, возможность получения низкого уровня гармонических составляющих выходного напряжения постоянного тока источников электропитания. К недостаткам систем электроснабжения переменного тока можно отнести сравнительную сложность резервирования, невозможность применения в составе носимой аппаратуры.

В настоящее время в системах автономного электроснабжения переменного тока применяются в большинстве случаев синхронные высокооборотные генераторы. Их выходные параметры соответствуют следующим типовым требованиям:

- номинальное линейное напряжение 220 В трехфазного тока частоты 400 Гц;
- номинальное значение коэффициента мощности 0,7;
- при набросе и сбросе 100% нагрузки отклонение напряжения должно быть в пределах ±20% при длительности переходного процесса не более 0,3 с, отклонение частоты не более 5%.

В системах автономного электроснабжения переменного тока могут использоваться асинхронные генераторы [7], однако их преимущества проявляются при весьма высокой частоте вращения ротора (18...24 тыс. об/мин).

Для обеспечения постоянным током отдельных нагрузок в составе систем автономного электроснабжения переменного тока предусматриваются выпрямительные устройства со следующими типовыми параметрами:

- напряжение $27{,}5^{+1{,}5}_{-2{,}1}$ В постоянного тока при изменении напряжения на входе в диапазоне от 210 до 230 В, частоты от 380 до 420 Гц, нагрузки от холостого хода до номинальной;
- коэффициент пульсаций напряжения не более 7,4% от номинального значения выпрямленного напряжения;
- обеспечение зарядки аккумуляторных батарей транспортных средств и параллельной работы с ними.

При выполнении регламентных и ремонтных работ с автономной радиоэлектронной аппаратурой обычно используются системы внешнего электроснабжения. Примером такой внешней системы может служить электростанция типа ПЭС-100 на базе дизель-генератора, имеющая следующие выходные параметры:

- выходная мощность 100 кВт;
- номинальное напряжение 230 В трехфазного тока частоты 400 Гц;
- максимальное отклонение напряжения при внезапном изменении нагрузки до 50% номинальной не более 23% от ранее установленного значения;
- время вхождения напряжения в зону ±2% не более 1,5 с;
- установившееся отклонение частоты тока при изменении нагрузки от 100% до 0 и от 0 до 100% номинальной составляет ±3% от номинального значения.

Электромагнитная совместимость источников электропитания с системой электроснабжения переменного тока обеспечивается выполнением следующих основных требований: снижением уровня высокочастотных электромагнитных помех, генерируемых в сеть, и улучшением формы кривой тока, потребляемого источником электропитания. Воздействие высших гармоник на систему электроснабжения проявляется следующим образом [8]:

а) увеличением токов и напряжений гармоник вследствие параллельного и последовательного резонансов;

б) снижением эффективности процессов генерации, передачи и использования электроэнергии;

в) старением изоляции аппаратуры и сокращением вследствие этого срока ее службы;

г) ложной работой аппаратуры.

Гармоники напряжения вызывают в трансформаторах увеличение потерь на гистерезис и вихревые токи в магнитопроводе и потерь в обмотках. На мощные трансформаторы воздействует циркуляция утроенного тока нулевой последовательности в обмотках, соединенных в треугольник, что приводит к перегрузке обмоток.

Дополнительные потери, вызванные гармониками, в конденсаторах определяются выражением:

$$\delta P = \sum_{n=2}^{\infty} \Delta p_o \, \omega \, C \, n \, U_n^2,$$

где Δp_0 — удельные потери на основной частоте, Вт/В·Ар;
C — емкость конденсатора;
U_n — напряжение n-й гармоники;
n — номер гармоники.

Дополнительные потери вызывают дополнительный нагрев конденсаторов. Согласно работе [8] конденсаторы проектируются с учетом допустимой токовой перегрузки, составляющей в Великобритании 15%, в Европе и Австралии 30%, в США 80%, в России 30%.

Для улучшения электромагнитной совместимости используют корректирующие устройства, обеспечивающие запас реактивной мощности для уменьшения несимметрии напряжений и улучшения формы кривой потребляемого тока. В работе [9] подробно рассмотрено совершенствование принципов построения источников электропитания, отличающихся синусоидальной формой тока во входных цепях и отсутствием фазового сдвига между потребляемым током и входным напряжением.

При переходных процессах в системе электроснабжения возможны броски напряжения во входных цепях источников электропитания, существенно превышающие приведенные выше отклонения. Эти броски обычно вызываются коммутациями токовых цепей с нагрузкой индуктивного характера. По зарубежным данным на промышленных предприятиях в сети электроснабжения с напряжением 240 В имеют место перегрузки по напряжению до 500 В (два раза в день) и до 300 В (500 раз в день). Возможны также импульсы напряжения до 1 кВ. В самолетной аппаратуре напряжения в переходных режимах могут достигать значений до 1200 В в сети 120 В переменного тока и значений до 700 В в сети 27 В постоянного тока. В США допустимые выбросы напряжения устанавливаются стандартами: MIL-STD-704 при переходных процессах в самолетной бортсети и MIL-STD-1275(AT) при переходных процессах в бортсети наземных подвижных средств.

Броски напряжения в сети могут быть вызваны также воздействием электромагнитного импульса естественного или искусственного происхождения, воздействием статического электричества.

Для защиты входных цепей источников электропитания от перегрузок по напряжению используются ограничители напряжения, разрядники (газоразрядные), биполярные тетроды (дефензоры), варисторы (нелинейные резисторы), диоды, стабилитроны [10]. При больших уровнях энергии импульсов напряжений применяют ком-

бинированные схемы защиты с несколькими ограничителями напряжения, выполненными на различных физических принципах.

Защита цепей постоянного тока от перенапряжений осуществляется при помощи несимметричных ограничителей напряжения или стабилитронов. Эти приборы выбираются с такими пороговыми напряжениями, чтобы обеспечивалось автоматическое отключение их от цепи постоянного тока после окончания импульса перенапряжения.

Для защиты цепей переменного тока используются ограничители с симметричной вольт-амперной характеристикой. На рис. 1.1 приведена схема защиты от перенапряжений в трехфазной сети с изолированной нейтралью. Если нейтраль заземлена или соединена с корпусом, то схема выполняется по рис. 1.2.

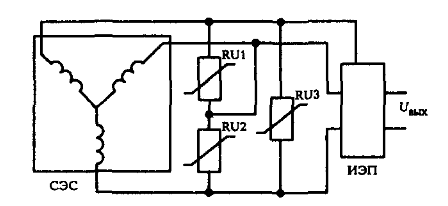


Рис. 1.1. Схема защиты при помощи варисторов в трехфазной сети с изолированной нейтралью

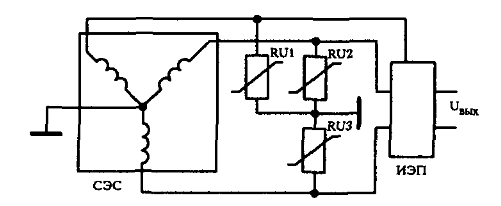


Рис. 1.2. Схема защиты при помощи варисторов в трехфазной сети с заземленной нейтралью

Защита в цепях переменного тока может осуществляться встречным включением несимметричных ограничителей напряжения, например, VD1...VD4 на рис. 1.3 и RU1, VD1, VD2 на рис. 1.4. Включение компонентов защиты на входе и выходе трансформатора позволяет снизить уровень перенапряжений на его выходе.

При наличии в цепи переменного тока мостовой схемы выпрямления защита диодов может быть осуществлена включением несимметричного ограничителя напряжения в диагональ моста, например, диода VD3 на рис. 1.5. Быстродействие защиты в этом случае

необходимо определять с учетом времени включения выпрямительных диодов.

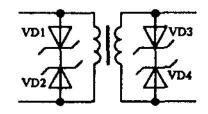


Рис. 1.3. Схема включения несимметричных ограничителей напряжения

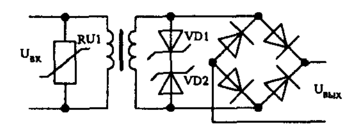


Рис. 1.4. Схема включения варистора и несимметричных ограничителей напряжения

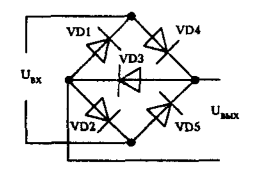


Рис. 1.5. Схема защиты выпрямительных диодов несимметричным ограничителем напряжения

Параметры некоторых типов ограничителей напряжения и варистора приведены в табл. 1.1 и 1.2 соответственно.

Таблица 1.1 Параметры ограничителей напряжения

Наименование параметра	Значения параметров для ограничителей напряжения				
	2С401А	2С501А	2С503БС	2С514А	2С603Б
Напряжение пробоя, В, при $I_{проб}$=10 мА					при $I_{проб}$= 1 мА
Т=+25 °С	6,1 ..7,5	13,5 ..16,5	29,7 .36,3	58,9 . 61,5	190. 210
Т=+125 °С	6,1.. 8,0	13,5 18,1	29,7 .40,3	58,9 71,8	190 ..231
Т=минус 60 °С	5,8...7,5	12,5 16,5	26,9 36,3	53,1. 65,1	170 .210
Импульсное напряжение ограничения, В, в виде убывающей экспоненты $t_и$=1 мс, $t_ф$≤10 мкс, Q≥10^4, Т= – 60 +35 °С	10,8 при $I_{огр}$=139 А	22 при $I_{огр}$=68 А	47 при $I_{огр}$=31,5 А	80 при $I_{огр}$=17,7 А	274 при $I_{огр}$=5,5 А
Постоянное прямое напряжение, В, при $I_{проб}$=50 мА	1,0	1,0	—	1,0	1,4 ..2
Импульсный ток ограничения, А, при $t_и$=1 мс, $t_ф$=10 мкс	139	68	31,5	17,7	5,5
Число импульсов при $P_{обр\,и}$=1500 Вт	100	100	500	500	500
Постоянная обратная рассеиваемая мощность, Вт	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0

Таблица 1.2. Параметры варистора типа СН2-1

Наименование параметра	Значение параметра			
Классификационное напряжение $U_к$, В, при $I_к$=1 мА	*120, 130; 150, 160; 180, 200; 220, 240, 270, 300; 330; 360, 390, 430; 470; 510; 560; 620; 680, 750; 820, 910; 1000; 1200*			
Классификационный ток $I_к$, мА	1,0			
Амплитуда импульсного напряжения	Соответствует трехкратному значению классификационного напряжения $U_{имп}=3U_к$			
Допустимое отклонение классификационного напряжения, %	5, 10, 20			
Энергия, рассеиваемая варистором при воздействии одиночного импульса, Дж, при $t_и$=20 мкс	$U_к$, В	Дж	$U_к$, В	Дж
	360 390 450 480 540 600 660	4,7 5,1 6,0 6,3 7,0 7,6 8,5	720 810 900 990 1080 1170 1290	8,9 10 12 14,2 15,5 16,7 17,7
Номинальная мощность, Вт	0,5			
Постоянный или переменный рабочий ток, А, при $U_к$=120. .1200 В (для всех *классификационных напряжений)*	0,1			

На входе электронных средств может использоваться устройство, выполняющее несколько защитных функций. Структурная схема одного из таких устройств показана на рис. 1.6. Оно предназначено для подавления радиопомех, ограничения импульсных перенапряжений и обеспечения защиты нагрузки при отклонениях сетевого напряжения.

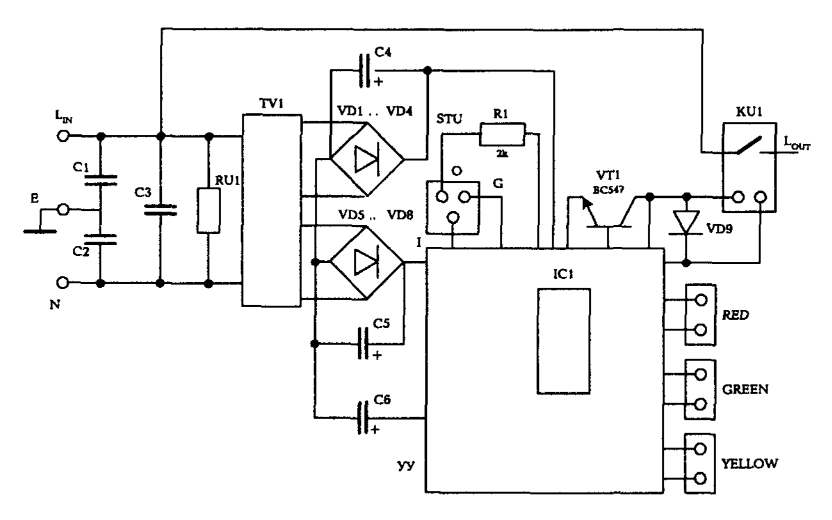


Рис. 1.6. Структурная схема защитного устройства

Схема работает следующим образом. Напряжения вторичных обмоток трансформатора TV1 выпрямляются диодами VD1...VD4 и VD5...VD8. Напряжение выпрямителя VD5...VD8 стабилизируется интегральным стабилизатором напряжения STU1 (SM781.12.ACZ). Выпрямленные напряжения фильтруются емкостями С4 и С2 и подаются на узел управления УУ и обмотку реле KU1 (12SMB). Узел управления выполнен на базе микросхемы IC1 типа LM393N (отечественный аналог 1401СА3). Микросхема представляет собой двухканальный компаратор напряжения, осуществляющий контроль за превышением и понижением сетевого напряжения. Если напряжение сети опускается ниже 190 В или поднимается выше 250 В, то узел управления через усилительный транзистор VT1 (ВС547) выключает реле KU1. При этом контакты реле отключают нагрузку от сети.

Индикация состояния устройства защиты осуществляется при помощи светодиодов (“RED”, “GREEN”, “YELLOW”). Конденсаторы С1...С3 на входе устройства образуют фильтр радиопомех (конденсаторы С1, С2 ограничивают помехи несимметричные, конденсатор С3 — помехи симметричные). Кратковременные перенапряжения ограничиваются при помощи варистора RU1. Диод VD9 (1N4148) шунтирует обмотку реле KU1 для снижения перенапряжений при отключении этой обмотки.

1.1.1. Помехоподавляющий фильтр

Фильтр предназначен для снижения напряжения радиопомех в цепях электропитания с напряжением 27 В при воздействии следующих влияющих величин:

- пониженная температура окружающей среды минус 50 °С;
- повышенная температура окружающей среды 65 °С;
- циклическое изменение температуры от минус 50 до 65 °С;
- синусоидальная вибрация в диапазоне частот от 10 до 80 Гц с ускорением до 4g;
- многократные удары с ускорением до 15g длительностью от 1 до 10 мс.

Допустимые значения вносимого затухания помех должны соответствовать значениям, приведенным в табл. 1.3.

Таблица 1.3. Значения затухания фильтра в диапазоне частот

f, МГц	0,1	0,5	1	5	8	10	15	20	25	30
k, дБ, не менее	65	75	80	85	90	95	100	100	100	95

Принципиальная схема фильтра приведена на рис. 1.7, где С1...С6 — фильтры Б23Б-1-3,3 мкФ +100% /-10% -10 В Ар-50 В-10

А-В; L1...L4 — дроссели фильтра; X1 — вилка 2РМ14Б4Ш1В1; X2 — розетка 2РМ14Б4Г1В1.

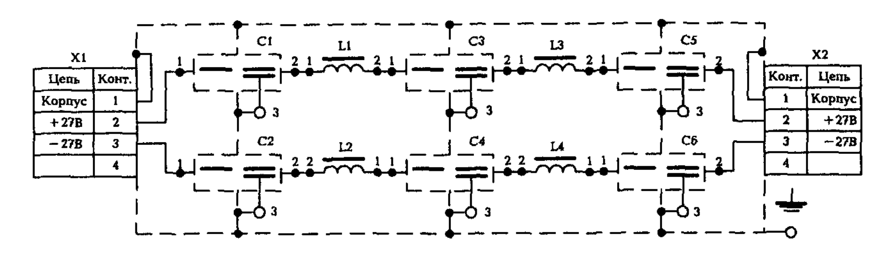


Рис. 1.7. Электрическая схема фильтра

Дроссель в составе фильтра имеет следующие параметры: индуктивность 350 мкГн; ток подмагничивания 0,5 А; испытательное напряжение 500 В. Кольцевой магнитопровод типа К24×13×7 выполнен из материала МП140. Обмотка выполнена двумя проводами ПЭТВ-2 диаметром каждого 0,355 мм. Количество витков 67; сопротивление обмотки 0,133 Ом. Потери в меди дросселя не превышают 0,05 Вт. Под обмоткой размещаются 5 слоев бумаги БДХ 0,02. Сверху обмотки также размещены 5 слоев указанной бумаги.

Примененные фильтры Б23Б являются эффективными при подавлении высокочастотных помех в цепях электропитания РЭС в диапазоне частот 10 кГц...10 ГГц. Фильтры Б14 и Б23Б этой серии используются при подавлении помех в диапазонах частот (100...1500) МГц и 100 МГц...10 ГГц соответственно. Фильтры Б23Б имеют водородоустойчивое и неводородоустойчивое исполнения. Конструкции фильтров исполнений 1 и 2 показаны на рис. 1.8.

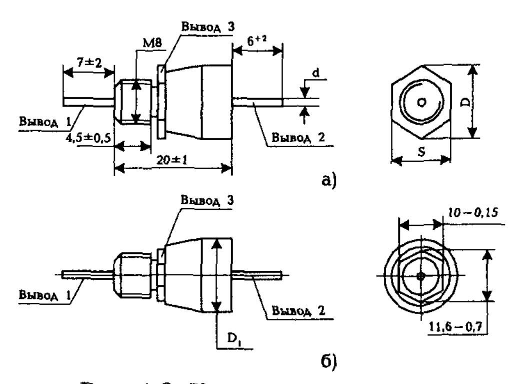


Рис. 1.8. Конструкции фильтров:
а) фильтр Б23Б-1, б) фильтр Б23Б-2

Общий вид помехоподавляющего фильтра показан на рис. 1.9, где 1 — корпус; 2 — вилка; 3 — прокладка; 4 — крышка; 5 — фильтр; 6 — дроссель; 7 — розетка. Корпус разделен на отсеки экранирующими перегородками 8, которые соединяются с корпусом при помощи сварки.

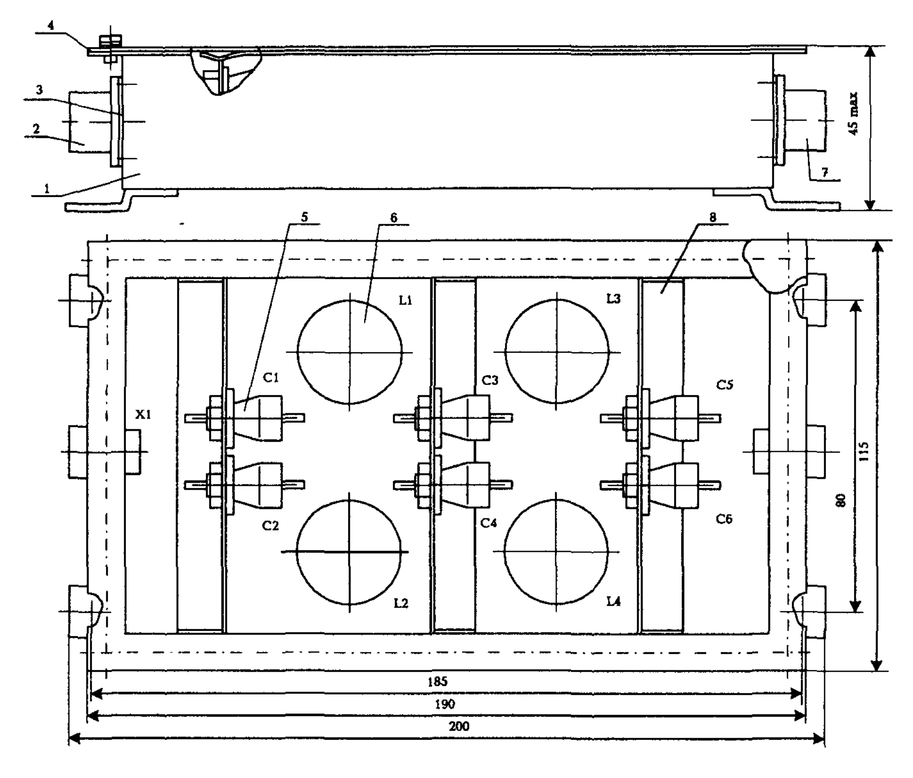


Рис. 1.9. Помехоподавляющий фильтр

Крышка (рис. 1.10) обеспечивает экранирование отсеков корпуса. Она состоит из пластины 1 и приваренных к ней пружинящих экранов 2 (рис. 1.11).

Корпус с перегородками и пластина крышки выполняются из листа стали Б-ПН-08 марки 5-11-Г-20. Пружинящие экраны выполняются из ленты 60 С 2А-0-0,2. На корпус и крышку наносятся защитные покрытия: гальваническое (Ц 24.хр. на крышку и Ц 15.хр. на корпус) и лаковое (лак АК-113ф УХЛ2 на крышку и корпус). Крышка плотно прижимается к корпусу при помощи

38 винтов М2,5-6д×6,36.013. Дроссели крепятся к корпусу при помощи винтов М3 и гаек. Для устранения воздушных зазоров под вилку и розетку помещается прокладка из сетки 1-0,32-НУ с покрытием Ц 24.хр. (рис. 1.12).

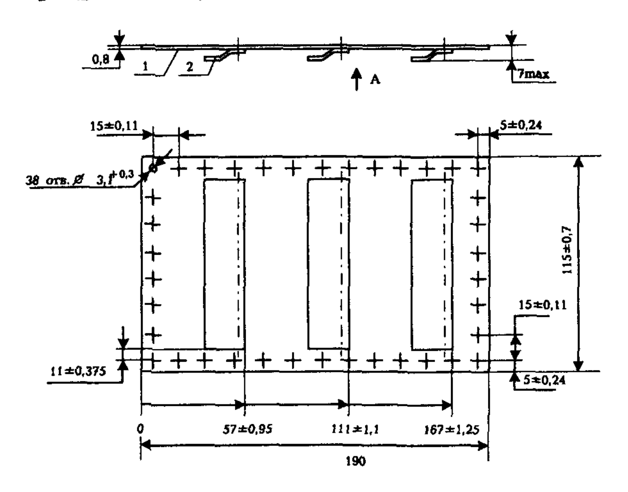


Рис. 1.10. Крышка фильтра

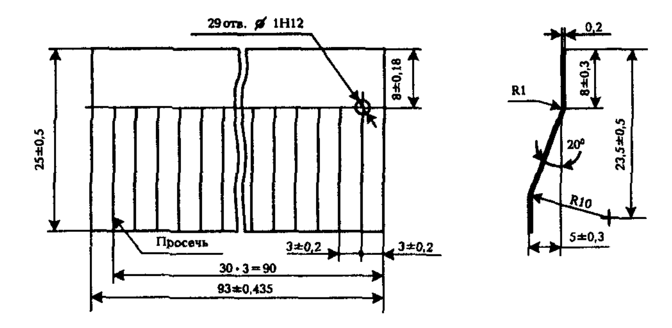


Рис. 1.11. Пружинящий экран

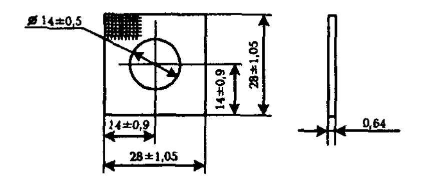


Рис. 1.12. Прокладка

Проверка параметров фильтра проводится по схеме на рис. 1.13. В ней используются приборы: генератор ГЧ-102 (P1) и микровольтметр SMV6 (P2). Коммутация цепей “Включение кабеля” и “Включение фильтра” производится тумблерами S1 и S2 типа Т3В. Соединения в схеме осуществляются при помощи разъемов: розетка СР-50-73ФВ (X3, X4, X6, X11, X13, XI4, X17); вилка СР-50-74ФВ (X1, X2, X5, X7, X10, X12, X15, X16, X18); розетка 2РМ14КПН4Г1В1 (X8); вилка 2РМ14КПН4Ш1В1 (X9).

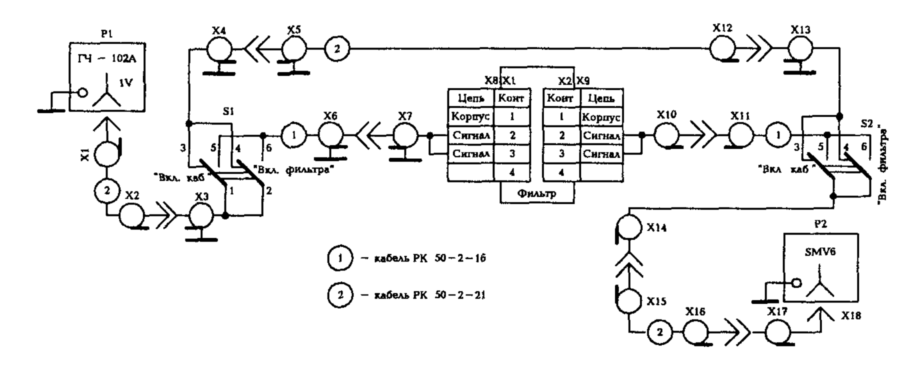


Рис. 1.13. Схема проверки фильтра

Затухание, вносимое фильтром, определяется по формуле (1.1) или (1.2):

$$k = 20\lg(U_1/U_2), \qquad (1.1)$$

где U_1 — напряжение на выходе схемы без фильтра, мкВ;
U_2 — напряжение на выходе схемы с фильтром, мкВ;

$$k = PU_1 - PU_2, \qquad (1.2)$$

где PU_1 — уровень сигнала по напряжению без фильтра, дБ;
PU_2 — уровень сигнала по напряжению с фильтром, дБ.

Суммарная длина соединительных кабелей для подключения фильтра к измерительной схеме не должна превышать 1 м. Затухание сигналов, проникающих на измеритель напряжения помимо цепей проверяемого фильтра, должно быть не менее 75 дБ.

Проверка фильтра проводится в следующем порядке. Тумблеры S1 и S2 помещаются в экранирующие стальные корпуса с толщиной стенок 0,5 мм. Розетки X3, X4, X6, X11, X13 и X14 устанавливаются на стенках корпусов. В схеме проверки используется выход “1V” прибора P1 и вход “ ›⊟- ” прибора P2.

Корпуса приборов, проверяемого фильтра и экранирующие корпуса тумблеров должны быть заземлены. Вначале тумблеры устанавливаются в положение “Включение кабеля”. Приборы включаются и выдерживаютоя в течение 30 минут для прогрева. На приборе P1 устанавливается частота выходных сигналов 0,1 МГц и снимаются показания прибора P2 (PU_1); затем поочередно устанавливаются частоты в соответствии с табл. 1.3 и снимаются показания прибора P2.

Тумблеры S1 и S2 переключают в положение “Включение фильтра”. Отсоединяют кабель с вилками X5, X12 от розеток X4, X13. Снимаются показания прибора P2 (PU_2) на каждой частоте в соответствии с табл. 1.3.

Многовитковые проволочные дроссели на магнитопроводе применяются при частотах до 30 МГц. При более высоких частотах дроссель выполняется в виде токоведущего проводника, окруженного магнитопроводом из материала с высокой магнитной проницаемостью (рис. 1.14). Индуктивность такого дросселя обычно не превышает единиц микрогенри.

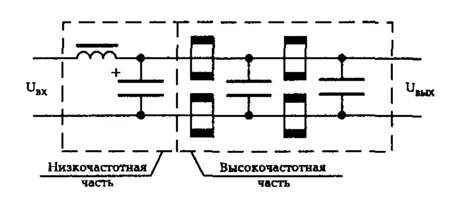


Рис. 1.14. Многозвенный помехоподавляющий фильтр

1.1.2. Датчик пропадания фазы

Датчик предназначен для защиты нагрузок сети трехфазного тока от неполнофазного режима работы. Он рассчитан для работы в сетях переменного тока частоты 400 Гц при напряжении (200±10) В с изолированной или заземленной (соединенной с корпусом) нейтралью. Асимметрия линейных напряжений сети не должна превышать 5%.

Электрическая схема датчика приведена на рис. 1.15. Ко входным выводам 1; 2; 3 подключаются фазы сети А; В; С. Резисторы R1...R6 (типа С2-33Н-1-8,2 кОм ±5% А-В-В) являются нагрузочными и определяющими токи в фазах. Диоды VD1...VD4 (типа 2Д102Б) образуют однофазную мостовую схему, на которую подают-

ся напряжения от общей точки резисторов и от входного вывода 4. Сглаживающий конденсатор C1 (типа К50-29-100 В-2,2 мкФ) снижает пульсации на выходе выпрямителя и устраняет ложные срабатывания.

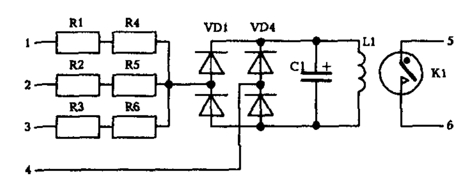


Рис. 1.15. Электрическая схема датчика пропадания фазы ДПФ

Если генератор, создающий напряжение сети, имеет выведенную и соединенную с корпусом нейтраль, то вывод 4 соединяется с корпусом (рис. 1.16).

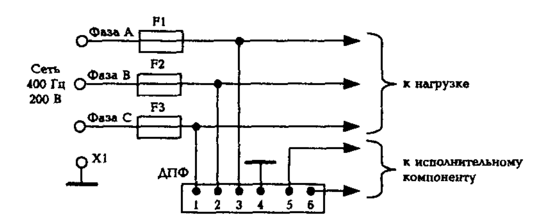


Рис. 1.16. Схема подключения датчика пропадания фазы к сети с заземленной нейтралью

Если генератор имеет изолированную нейтраль, то вывод 4 соединяется с общей точкой 3 обмоток автотрансформатора AT1 (рис. 1.17).

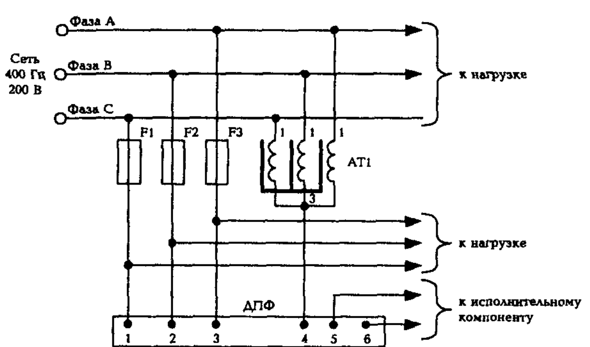
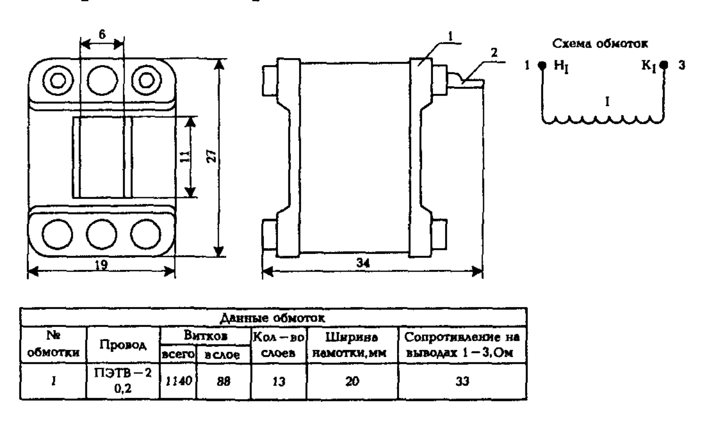


Рис. 1.17. Схема подключения датчика пропадания фазы к сети с изолированной нейтралью

Автотрансформатор выполняется трехфазным на двух ленточных сердечниках ТЛ5×10-24 с тремя катушками. Катушка и ее обмоточные данные приведены на рис. 1.18.



Данные обмоток						
№ обмотки	Провод	Витков всего	Витков в слое	Кол-во слоев	Ширина намотки, мм	Сопротивление на выводах 1–3, Ом
I	ПЭТВ-2 0,2	1140	88	13	20	33

Рис. 1.18. Катушка автотрансформатора

Обмотка размещается на каркасе 1, в котором закрепляются контакты 2 при помощи клея БФ-4. Изоляция обмотки обеспечивается следующим образом: на каркасе размещаются два слоя ленты шириной 21 мм (марки ЭН-50); межслоевая изоляция выполняется одним слоем ленты шириной 24 мм (марки ЭН-50); снаружи обмотки размещаются два слоя ленты шириной 21 мм (марки ЭН-50) и один слой картона шириной 21 мм (марки ЭВ рулон 2). Катушка пропитывается компаундом КП-34 (в качестве замены допускается ЭПК-4 или УП5-191-5). Зазоры между обмоткой и каркасом и технологические отверстия герметизируются компаундом ЭЗК-11.

При наличии всех фаз сети ток на выходе мостовой схемы выпрямления пренебрежимо мал, поэтому электромагнитное поле катушки L1 не приводит к срабатыванию геркона К1 (геркон типа КЭМ-2 гр.А). При пропадании одной из фаз в цепи катушки появляется ток, который приводит к замыканию контактов геркона, включенного в цепь защиты и сигнализации.

1.2. Агрегаты бесперебойного электроснабжения

Некоторые электронные средства должны обеспечиваться электроэнергией без перерыва в течение заданного времени. В зависимо-

сти от продолжительности этого времени и требуемой мощности применяются различные агрегаты бесперебойного электроснабжения (АБП). За рубежом для обозначения АБП используется аббревиатура UPS (Uninterruptable Power Supply). В зависимости от рода выходного тока различают АБП переменного или постоянного тока.

Требования по согласованию АБП с нагрузкой регламентируют параметры качества электроэнергии на выходе агрегата [11]. К этим требованиям относятся: значение, нестабильность и пульсации выходного напряжения; диапазон изменения выходного тока; значение и нестабильность частоты выходного тока. Нагрузкой АБП являются радиоэлектронные средства, на входе которых устанавливаются источники электропитания. В случае сети переменного тока источники в большинстве случаев содержат во входной цепи нерегулируемый выпрямитель с емкостным фильтром, поэтому форма потребляемого ими тока значительно отличается от синусоидальной. Особенность нагрузки требует от АБП сохранения заданного значения коэффициента гармоник выходного напряжения для линейной и нелинейной нагрузок.

Влияние АБП на сеть определяет требования к качеству электроэнергии на его входе. Эти требования регламентируют коэффициент мощности на входе АБП и коэффициент гармоник потребляемого им тока.

По принятой терминологии различают два класса АБП: "офф-лайн" и "он-лайн". У агрегата "офф-лайн" осуществляется прямая подача электроэнергии сети потребителю в нормальном режиме и подключение генератора синусоидального напряжения при авариях в электросети за время (2...10) мс. У агрегатов "он-лайн" при любых режимах функционирования сети электроэнергия поступает на нагрузку от генератора синусоидального напряжения со стабильными значениями напряжения, частоты, синусоидальности.

Оба класса АБП содержат инвертор, преобразующий выпрямленное сетевое напряжение в синусоидальное выходное. К сетевому выпрямителю подключается аккумуляторная батарея. Но если в АБП класса "офф-лайн" инвертор подключается только при снижении напряжения сети ниже заданного уровня, то в АБП класса "он-лайн" инвертор работает постоянно, благодаря чему обеспечивается гальваническая развязка от сети, защита от перенапряжений и провалов сетевого напряжения, ограничивается утечка информации по цепям электроснабжения.

На рис. 1.19 и 1.20 показаны структурные схемы АБП переменного и постоянного токов соответственно [12].

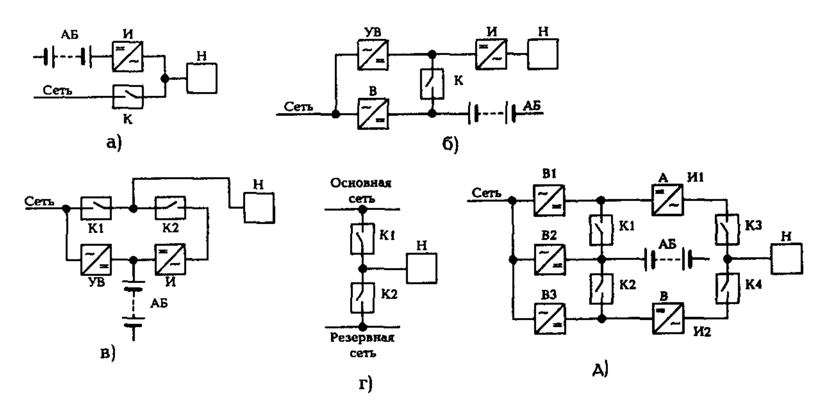


Рис. 1.19. Агрегаты бесперебойного электроснабжения с выходным напряжением переменного тока

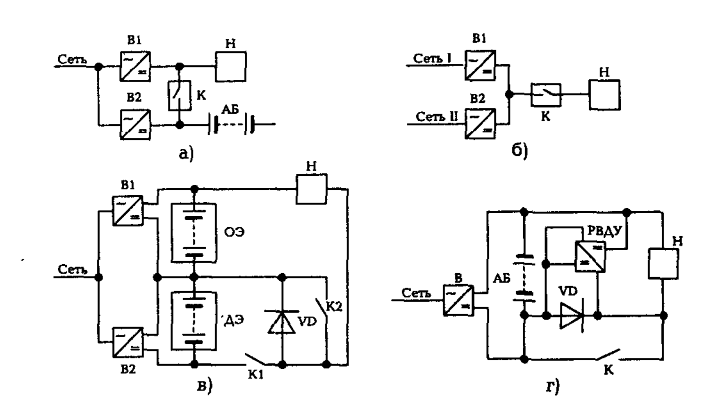


Рис. 1.20. Агрегаты бесперебойного электроснабжения с выходным напряжением постоянного тока

На рис. 1.19, а резервная цепь содержит аккумуляторную батарею АБ и инвертор И. Если напряжение сети находится в заданных пределах, то нагрузка Н получает электроэнергию через коммутатор К от сети переменного тока. Инвертор в данном случае работает в режиме выпрямителя, подзаряжая аккумуляторную батарею. При снижении напряжения сети ниже заданного уровня коммутатор К отключает сеть от нагрузки. Последняя обеспечивается напряжени-

ем переменного тока инвертора И, получающего электроэнергию от аккумуляторной батареи.

В агрегате на рис. 1.19, б при нормальном электроснабжении нагрузка Н получает электроэнергию от сети через последовательно соединенные управляемый выпрямитель УВ и инвертор И.

В этом случае коммутатор К находится в отключенном состоянии и аккумуляторная батарея АБ подзаряжается от сети через выпрямитель В. При снижении напряжения сети ниже заданного уровня коммутатор К подключает батарею АБ к инвертору И.

В схеме на рис. 1.19,в подзаряд аккумуляторной батареи АБ осуществляется от управляемого выпрямителя УВ. При электроснабжении нагрузки от сети коммутатор К1 включен, а коммутатор К2 выключен. При переходе на электроснабжение от аккумуляторной батареи коммутатор К1 выключается, а коммутатор К2 включается.

На рис. 1.19, г показана схема АБП с двумя входными сетями: основной и резервной. При нормальном электроснабжении коммутатор К1 включен, коммутатор К2 выключен и напряжение на нагрузку Н поступает от основной сети. При снижении напряжения основной сети ниже заданного уровня происходит переключение коммутаторов и соединение нагрузки с резервной сетью.

Схема АБП на рис. 1.19, д применяется при повышенной мощности нагрузки. Инверторы И1 и И2 имеют одинаковые параметры выходных синфазных напряжений и включаются на параллельную работу коммутаторами К3 и К4. При нормальном электроснабжении коммутаторы К1 и К2 находятся в выключенном состоянии, аккумуляторная батарея АБ подзаряжается от сети через выпрямитель В2, а нагрузка Н получает электроэнергию от выпрямителей В1 и В3 через инверторы И1 и И2. При снижении напряжения сети ниже установленного уровня включаются коммутаторы К1 и К2 и электроснабжение нагрузки осуществляется от аккумуляторной батареи АБ, которая подключается ко входам инверторов И1 и И2. Если выходит из строя один из инверторов, например И1, то коммутатор К3 отключает аварийную цепь и напряжение поступает на нагрузку от другого инвертора И2.

В схеме АБП с выходным напряжением постоянного тока (рис. 1.20, а) при нормальном электроснабжении нагрузка Н отключена от аккумуляторной батареи АБ (коммутатор К выключен) и получает электроэнергию от сети через выпрямитель В1. Аккумуляторная батарея в это время подзаряжается от сети через выпрямитель В2.

При аварийном режиме в сети коммутатор подключает нагрузку к аккумуляторной батарее.

При наличии двух независимых сетей переменного тока (рис. 1.20, б) АБП содержит два выпрямителя В1 и В2 и коммутатор К. Последний выполняет защитные функции при аварийной ситуации.

В составе АБП аккумуляторная батарея может выполняться секционированной, т. е. состоящей из основных элементов ОЭ и дополнительных ДЭ (рис. 1.20, в). В нормальном режиме работы основные элементы подзаряжаются от сети через выпрямитель В1, дополнительные элементы — через выпрямитель В2. При этом коммутатор К1 выключен, а коммутатор К2 включен. Нагрузка получает электроэнергию от сети через выпрямитель В1. В случае снижения напряжения сети ниже заданного уровня коммутатор К2 выключается, коммутатор К1 включается и нагрузка получает напряжение от последовательно включенных основных и дополнительных элементов.

Ддя стабилизации выходного напряжения АБП в переходных режимах используется регулирующее вольтодобавочное устройство РВДУ (рис. 1.20, г). Регулирующее вольтодобавочиое устройство преобразует напряжение аккумуляторной батареи в регулируемое напряжение постоянного тока. В нормальном режиме выпрямитель В через включенный коммутатор К подает напряжение на нагрузку Н и одновременно подзаряжает аккумуляторную батарею АБ. При отключении внешнего электроснабжения коммутатор выключается и одновременно включается РВДУ. Последнее обеспечивает стабильность напряжения на нагрузке при работе от аккумуляторной батареи, напряжение которой снижается в процессе разряда. Диод VD, который служит для безразрывной коммутации, закрывается напряжением РВДУ. При появлении внешнего электроснабжения выпрямитель В включается в режиме стабилизации тока и обеспечивает электроэнергией нагрузку и аккумуляторную батарею. После окончания заряда аккумуляторной батареи выпрямитель переходит в режим стабилизации напряжения, и АБП возвращается в исходное состояние.

Применение РВДУ позволяет плавно компенсировать изменения выходного напряжения аккумуляторной батареи.

Время работы АБП после перехода от сети на аккумуляторную батарею существенно зависит от его загрузки. В табл. 1.4 в качестве примера приведена продолжительность работы различных моделей АБП фирмы АРС в зависимости от мощности нагрузки.

Таблица 1.4. Типовое время работы АБП фирмы APC после пропадания сетевого напряжения

Мощность нагрузки, В•А	Время работы, мин							
	Back-UPS				Smart-UPS			
	250	400	600	900	250	400	600	900
200	8	19	41	65	8	22	38	58
250	5	13	31	47	6	15	26	44
300	—	9	22	40	—	11	20	36
400	—	5	13	29	—	5	14	24
500	—	—	7	20	—	—	9	18
600	—	—	5	15	—	—	6	13
700	—	—	—	13	—	—	—	11
800	—	—	—	11	—	—	—	9
900	—	—	—	10	—	—	—	7

Технические требования к отечественным АБП изложены в стандарте [13], который распространяется на агрегаты с номинальными напряжениями до 1 кВ переменного тока до 2500 А.

Характеристики устройств гарантированного электроснабжения отечественного производства приведены в каталоге [14].

В табл. 1.5. приведены основные характеристики химических источников тока, рассчитанных на отрицательную температуру минус 20 °С и ниже.

Таблица 1.5. Основные характеристики химических источников тока

Элементы	1	2	3	4	5
А336С	1,45	2	Ø20,5×59	-40.. +60	Марганцево-цинковые
А343С	1,65	2,5	Ø26,2×50	-50. .+60	
А373С	1,45	8	Ø33,2×61	-30. +40	
ЭРМ	1,45	9	Ø61×36×150	-40...+60	
РЦ53У	1,35	0,18	Ø15,6×6,8	-40 ..+50	Ртутно-цинковые
ТХЛ316	3	1	Ø14,5×50,5	-50. +60	Литиевые
CR-2325	2,9	0,18	Ø23×2,5	-20. .+50	
Аккумуляторы					
Д-0,06	1,2	0,06	Ø15,7×6,6	-20 +45	Никель-кадмиевые герметичные
Д-0,115Д	1,2	0,115	Ø20×6,6	-20 . +45	
Д-0,26С	1,2	0,26	Ø25,2×9,3	-20 +45	
Д-О,55С	1,2	0,55	Ø34,6×9,8	-20 +45	
Д-0,125Д	1,2	0,125	Ø20×6,6	-20.. +50	
НКГ-8К	1,25	8	46,5×30,5×129	-40.. +45	
КНП-2А	1,2	2	33×22×70	-30. +50	Никель-кадмиевые негерметичные
КНП-3,5А	1,2	3,5	33×22×95,5	-30 . +50	
КНП-7А	1,2	7	52,2×25×106	-30...+50	
КНП-7	1,2	7	39×34,5×105	-30...+50	
НКП-6С	1,2	6	39×35×110	-20 +40	
НКП-90	1,2	90	72×80×188	-56...+65	
СЦД12М	1,86	12	116×50×23	-30. +50	Серебряно-цинковые

Батареи	1	2	3	4	5
ГБ-10-У-1,3	10	1,3	54×53×59	-40 . +60	Марганцево-цинковые
ГИТ-20	5,6	8	71,1×35,7×142	-50.. +60	
7РЦ53У	8,75	—	Ø17,3×53,5	-40 +50	Ртутно-цинковые
4ТХЛ316	12	1	33,2×17,2×105	-50. +60	Литиевые
Прибой-2СЛ	11,2 .6,8	3,6	136×76×22	-50 +60	
ЛВБ-316	3,2	0,24	Ø14,5×50,5	-30.. +50	
5Д-0,55С	6	0,55	Ø39×52,8	-20...+50	Никель-кадмиевые герметичные
7Д-0,125Д-У1-1	8,4	0,125	Ø24×58	-20 +50	
10Д-0,55С-1	12	0,55	Ø37×112	-20...+50	
10НКГ-8К	12,5	8	253×65×165	-40 +50	
10НКП-5	12	5	90×55×165	-30 +50	
20НКБН-40-Д	24	40	493×175×226	-20 +50	Никель-кадмиевые негерметичные
21НКБН-6	27,5	6	290×189,5×135	-40 ..+50	
22НКБН-25	28	25	387×216×246	-50 . +50	
5НКЛБ-70	6,25	70	160×332×267	-40...+50	
24КНП-7А	28,8	7	280×193,5×121	-25...+50	Никель-кадмиевые
11КНП3-7	13,2	7	262×84×122	-30 +50	
2Х25НКМ-5-Б	30	5	262×233×140	-50...+60	
12НКП-2А	14	2	—	-30...+50	
24НКП-7А	28,8	7	280×193×120	-25...+50	
21НКПЛ-1,5А	25	1,5	180×90,5×91	-50.. +50	
22НКПЛ-1,5А	27,5	1,5	144×112×92	-25 ..+50	
22НКПЛ-2А	27,5	2	144×112×118,8	-50 ..+50	Серебряно-цинковые
24НКПЛ-1,5А-С	28,8	1,5	188×102,5×100	-50, .+50	
3СЦС1,5	5,6	1,5	42×28×51,5	-40...+50	
5СЦС25	8,3	30	181×153×170	-50 +50	
18СЦС3	30	4,5	218×140×105	-50. +50	
18СЦС15	31	15	280×220×150	-50 . +50	
20СЦС3	32	4,5	218×140×105	-50 .+50	
20СЦС10М	35	—	173×322×184	-40. +50	
20СЦС18	35	20	271×235×150	-50 +50	
10НЛЦ-0,9	12	0,9	67,5×40×57	-40.. +50	Никель-лантановые
2НКБН-1,5	2,5	1,5	37×37×68	-20.. +50	Никель-кадмиевые
3НКБН-1,5	3,75	1,5	37×53×68	-20 +50	
СДС-3	19,5	0,45 2	—	-50...+55	
УЦ-3Б	19,5	0,45.. 2	Ø26,72×52,05	-40 .+50	
УЦ-3В	19,5	0,45 2	Ø26,72×43	-40 +50	

В табл. 1.5 приняты следующие обозначения: 1 — номинальное напряжение, В; 2 — номинальная емкость, А·ч (для последних трех батарей 2 — время приведения в действие, с); 3 — габаритные размеры, мм ; 4 — диапазон рабочих температур, °С; 5 — примечание.

В качестве примера рассмотрим работу агрегата бесперебойного электроснабжения типа УГПИ 66/18 [14], предназначенного для обеспечения электроэнергией аналого-цифровых устройств. Агрегат работает в буфере с аккумуляторной батареей, содержащей 30 кислотных аккумуляторов.

Агрегат рассчитан на входное напряжение 220 В однофазного тока частоты 50 Гц или напряжение двух фаз сети 380/220 В переменного тока частоты 50 Гц и имеет следующие выходные параметры: номинальное выходное напряжение 66 В; максимальный ток в режиме заряда батареи и работы на нагрузку 37 А, в режиме содержания батареи и работы на нагрузку 18,5 А; пульсация выходного напряжения не более 2 мВ. Агрегат предназначен для эксплуатации при температуре окружающей среды от 5 до 40 °С и относительной влажности воздуха до 80% при температуре 25 °С.

Электрическая структурная схема агрегата УГПИ 66/18 приведена на рис. 1.21, где ВО — выпрямитель основной, ВР — выпрямитель резервный, УКНС — устройство контроля напряжения сети, УКНВ — устройство контроля напряжения выпрямителя, УКТБ — устройство контроля тока батареи, УКНБ — устройство контроля напряжения батареи, Ф — фильтр емкостный. Работает агрегат следующим образом. Когда входное напряжение находится в допустимых пределах, то выходное напряжение 69 В подается одновременно на нагрузку и на заряд батареи аккумуляторов. Зарядный ток регулируется в пределах (0,5...2) А с точностью ±0,5 А.

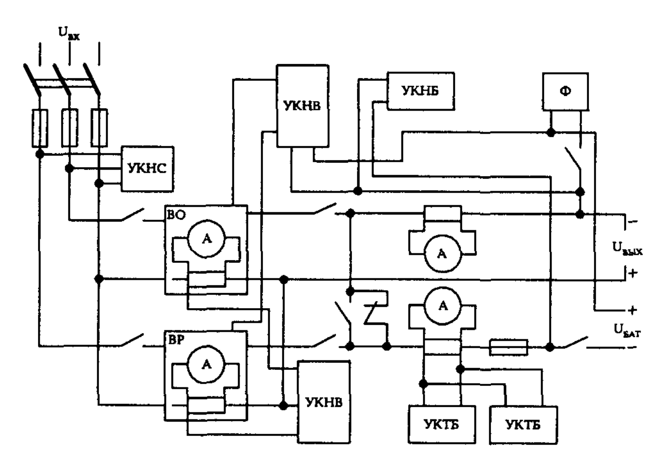


Рис. 1.21. Структурная схема агрегата УГПИ 66/18

При снижении зарядного тока до заданного значения заряд батареи аккумуляторов прекращается и агрегат начинает работать в режиме содержания с одновременным обеспечением нагрузки напряжением 66 В. При отсутствии батареи аккумуляторов на нагрузку подается напряжение 60 В от выпрямителей ВО и ВР.

При выходе из строя рабочего выпрямителя ВО резервный выпрямитель ВР автоматически становится рабочим. Выходное напряжение агрегата при отсутствии батареи может снизиться до 48 В на время не более 0,4 с. Уменьшение входного напряжения ниже 176 В приводит к выключению выпрямителей ВО и ВР. При пропадании входного напряжения нагрузка обеспечивается электроэнергией от батареи аккумуляторов. В случае длительного отсутствия входного напряжения и снижения выходного напряжения до (53...58) В батарея аккумуляторов отключается от нагрузки. При восстановлении входного напряжения агрегат переходит в нормальный режим работы.

Для проведения профилактических работ устройства коммутации, защиты, контроля и сигнализации обеспечивают возможность выключения вручную выпрямителей из схемы агрегата (со стороны сети и со стороны нагрузки). Предусмотрена также возможность включения вручную в схему агрегата внешних резисторов для контрольного разряда батареи и включения ее вручную на заряд до интенсивного газообразования от резервного выпрямителя ВР.

В составе агрегата имеется защита от превышения выходного напряжения, местная и дистанционная сигнализация состояний выпрямителей, батареи аккумуляторов и агрегата в целом.

1.3. Системы электроснабжения на базе солнечных элементов

Солнечные батареи находят применение во всех видах радиоэлектронной аппаратуры: бортовой, стационарной, носимой. Благодаря устойчивости к воздействиям окружающей среды они могут работать в открытом космосе, где температура меняется от +80 до минус 150 °С. Поверхность полупроводниковых солнечных элементов снабжается просветляющими, радиационно стойкими и теплоотражающими оптическими покрытиями, защищающими солнечные элементы от воздействия радиации и снижающими перегрев.

Обычно солнечные батареи используются совместно с аккумуляторными батареями для обеспечения бесперебойного электроснабжения независимо от уровня освещенности. На рис. 1.22 приведена типовая схема включения солнечной БС и аккумуляторной БА батарей. В схеме предусмотрен развязывающий диод VD1 для предотвращения разрядки батареи аккумуляторов через солнечную батарею.

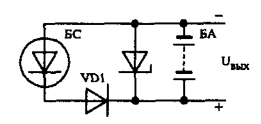


Рис. 1.22. Типовая схема включения солнечной и аккумуляторной батарей

В работе [15] рекомендуется использовать в качестве накопителя электроэнергии конденсаторы с двойным электрическим слоем. Конденсаторы подобного типа несколько превышают стоимость химических элементов или аккумуляторов, но не требуют замены в течение всего срока службы радиоэлектронной аппаратуры.

Солнечные элементы соединяют параллельно-последовательно для получения необходимых напряжений и токов. Удельные характеристики батарей определяются солнечными элементами и составляют примерно (100...120) В/м^2. В табл. 1.6 приведены основные характеристики солнечно-аккумуляторных батарей серии "Электроника М" [16].

В модели "Электроника М1" солнечная батарея содержит 30 элементов, соединенных последовательно. Аккумуляторная батарея содержит семь включенных последовательно дисковых аккумуляторов Д-0,26. В качестве развязывающего применен диод типа КД106А. "Электроника М1" предназначена для работы с носимой аппаратурой, рассчитанной на входное напряжение 9 В.

Таблица 1.6. Характеристики солнечно-аккумуляторных батарей

Наименование параметра	Модель батареи "Электроника"		
	М1	М2	М3
Солнечная батарея			
Напряжение холостого хода, В, не менее	13	4,5	9
Рабочее напряжение, В, не менее	9	3	6
Ток замыкания, мА, не менее	60	220	45
Рабочий ток, мА, не менее	45	200	35
Аккумуляторная батарея			
Рабочее напряжение, В	7,5. .9	2,3. 2,6	5,5 6
Рабочий ток, мА, не менее	130	250	130
Минимальное время зарядки от солнечной батареи, ч	5	3	5
Температурный диапазон при эксплуатации, °С	минус 20. .+40	минус 20. +50	минус 20 +40
Размер, мм	250×149×21	140×85×24	130×85×18
Масса (с аккумуляторами), г	450	130	200

Модель "Электроника М4" предназначена для обеспечения электроэнергией портативных магнитофонов, плейеров и другой радиоаппаратуры, рассчитанной на входное напряжение (2,5...3) В. Солнечная батарея содержит 27 элементов, соединенных последователь-

но-параллельно. Аккумуляторная батарея содержит два последовательно соединенных аккумулятора типа НКГЦ-0,5, которые могут быть заменены двумя гальваническими элементами типа А316.

Модель "Электроника М5" предназначена для работы с радиоприемниками и другой радиоаппаратурой, рассчитанной на входное напряжение (5,5...6) В. Она может быть использована для заряда встроенных аккумуляторов. Солнечная батарея состоит из 20 последовательно соединенных фотоэлементов. Аккумуляторная батарея составлена из пяти аккумуляторов типа Д-0,26, включенных последовательно.

Рассмотренные модели имеют защитное прозрачное светорассеивающее покрытие из акрилового пластика.

Для получения различных выходных напряжений удобно использовать единичный модуль типа СБ-9М с номинальным выходным напряжением 1,5 В. Модуль состоит из четырех последовательно соединенных элементов. Некоторые варианты соединений единичных модулей приведены на рис. 1.23.

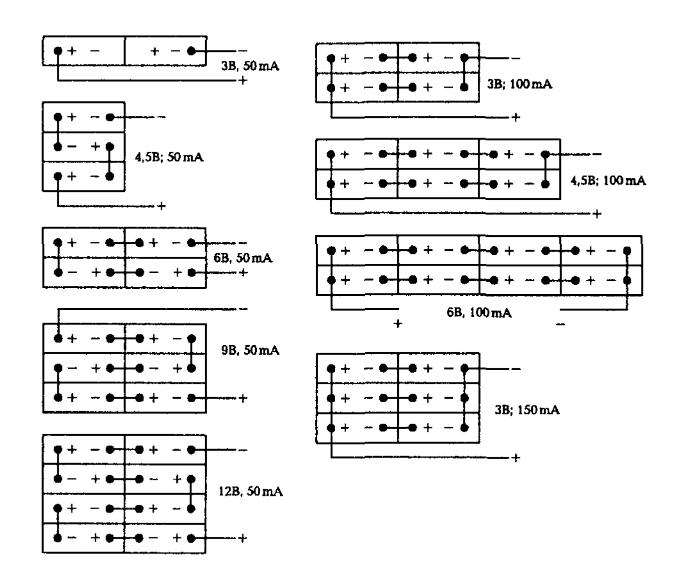


Рис. 1.23. Варианты соединений единичных модулей типа СБ-9М

1.4. Влияние условий эксплуатации на характеристики источников электропитания

Характеристики источников электропитания зависят от ряда влияющих величин. На низковольтные источники основное влияние оказывают изменение тока нагрузки, диапазон изменения температуры окружающей среды, изменение напряжения сети. На высоковольтные источники оказывают существенное влияние также влажность и давление окружающего воздуха. В схемах и конструкциях источников электропитания учитываются указанные влияния. В большинстве случаев к источникам предъявляются требования по стабильности и пульсациям выходного напряжения, выполнение которых обеспечивается различными способами стабилизации и рассматривается в последующих главах.

В то же время имеются источники электропитания, выходное напряжение которых должно изменяться с изменением температуры окружающей среды в процессе эксплуатации. Примером может служить источник электропитания генератора на диоде Ганна [17]. Это требование объясняется тем, что генератор должен обеспечивать устойчивое возбуждение на рабочей частоте, а также определенный уровень выходной мощности по отношению к ее номинальному значению за время, не превышающее одной секунды с момента подачи входного напряжения. Уровень выходной мощности генератора существенно зависит от температуры окружающей среды.

На рис. 1.24 приведены в качестве примера зависимости выходной мощности $P_{вых}$ сигнала генератора на диоде 3А 726Б от входного напряжения $U_{вх}$ для трех значений температуры $T_{окр}$ окружающей среды: минус 60, +20, +70 °С.

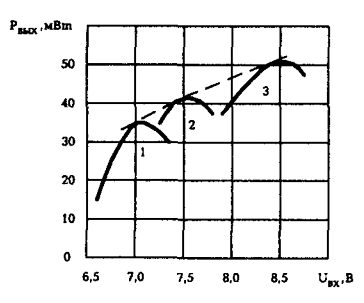


Рис. 1.24. Зависимость выходной мощности генератора на диоде 3А726Б от входного напряжения при температуре окружающей среды: +70 °С (1), +20 °С (2), минус 60 °С (3)

На рисунке видно, что максимальное значение мощности $P_{вых}$ для различных значений температуры $T_{окр}$ достигается при различных значениях $U_{вх}$. Отсюда следует, что для обеспечения устойчивого возбуждения на рабочей частоте в заданном диапазоне температур входное напряжение источника электропитания должно изменяться с изменением температуры по определенному закону, показанному на рис. 1.25.

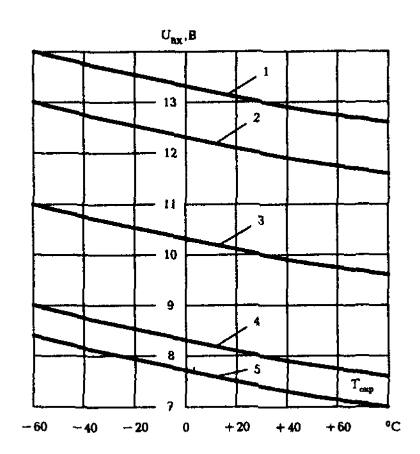


Рис. 1.25. Типовые зависимости постоянного входного напряжения от температуры окружающей среды для диодов: 3А721А (1), 3А722А (2), 3А723А (3), 3А724А (4), 3А726Б (5)

Для некоторых видов радиотехнических устройств характерны режимы работы с повторяющимся коротким замыканием, вызванным особенностями конструкции компонентов схемы. К таким компонентам относятся высоковольтные электровакуумные приборы (клистроны, индикаторные трубки и т. п.). Они являются нагрузкой для источников электропитания, поэтому при коротком замыкании в выходной цепи источник должен ограничивать выходной ток. При этом источник должен изменить режим работы и перейти из режима стабилизации напряжения в режим стабилизации тока.

Режим работы, близкий к короткому замыканию, имеет место при емкостной нагрузке или наличии больших емкостей в составе источника электропитания. В этом случае для снижения броска тока при включении источника в его входных цепях предусматривается устройство плавного пуска.

При жестких требованиях к пульсациям выходного напряжения, массе и размерам источника электропитания его совместная работа

с нагрузкой может быть обеспечена синхронизацией работы переключающих силовых компонентов с работой высокочувствительных компонентов и трактов обработки сигналов функциональной радиоэлектронной аппаратуры [18].

Влияние повышенной влажности на характеристики источников электропитания проявляется в ухудшении диэлектрических свойств конструкционных материалов, что приводит к необходимости увеличения размеров по поверхности деталей и воздушных промежутков и, как следствие, к увеличению размеров источника в целом. Так, при конструировании печатных плат, на которых размещаются компоненты и проводники цепей высокого напряжения, расстояния между печатными проводниками и контактными площадками целесообразно по возможности увеличивать. Расстояния между проводниками определяются значением рабочего напряжения с учетом материала печатной платы и влагозащитного покрытия.

На рис. 1.26 приведены минимальные изоляционные зазоры между проводниками с покрытием и без него для двусторонних печатных плат. Рабочее напряжение указано для постоянного или переменного тока (в последнем случае принимается амплитудное значение напряжения). При рабочем напряжении более 500 В для плат без изоляционного покрытия минимальный зазор принимается из расчета 0,5 мм на каждые 100 В, для плат с изоляционным покрытием — 0,3 мм.

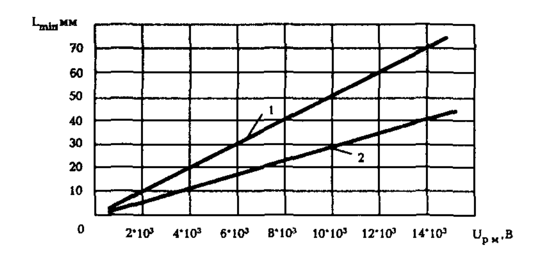


Рис. 1.26. Зависимости минимального расстояния L_{min} между проводниками по поверхности платы с изолирующим покрытием (2) и без него (1) от максимального рабочего напряжения $U_{р.м}$

С повышением температуры окружающей среды ухудшаются параметры и показатели надежности компонентов в составе источника электропитания, что приводит к ухудшению характеристик последнего. Для обеспечения заданного температурного режима источников электропитания используются различные способы охлаждения.

В качестве основных критериев при проверке правильности выбранного способа охлаждения принимаются удельная тепловая нагрузка q охлаждаемой поверхности (нагретой зоны) источника электропитания и ее допустимый перегрев $\Delta T_{доп}$ [19]. Значение q определяется рассеиваемой мощностью Q [Вт] и охлаждаемой поверхностью S [м^2]:

$$q=Qk_p/S,$$

где k_p — коэффициент, учитывающий снижение давления воздуха окружающей среды по сравнению с нормальным атмосферным.

Зависимость коэффициента k_p от давления воздуха приведена на рис. 1.27, где приняты обозначения кривых для источников электропитания: 1 — с перфорированным корпусом без внутреннего перемешивания; 2 — в герметичном корпусе с естественным воздушным охлаждением; 3 — при принудительном воздушном охлаждении; 4 — с внутренним перемешиванием воздуха.

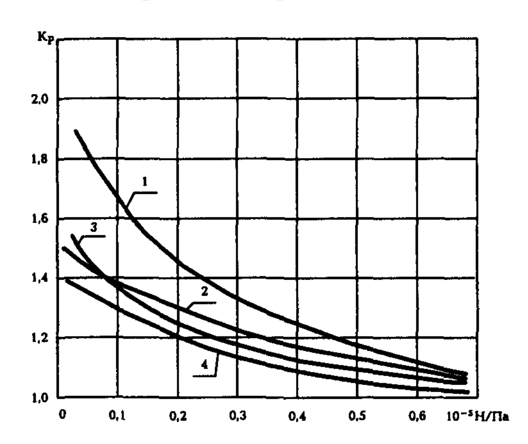


Рис. 1.27. Зависимость коэффициента k_p от давления воздуха

При естественном воздушном охлаждении значение перегрева $\Delta T_{доп}$ определяется разностью между допустимой температурой нагретой зоны $T_{доп}$ и температурой окружающей среды. В случае принудительного воздушного охлаждения в качестве $\Delta T_{доп}$ принимается разность между $T_{доп}$ и температурой воздуха на входе источника электропитания. Для принудительного жидкостного, естественного испарительного и принудительного испарительного охлаждения в качестве допустимого перегрева нагретой зоны принимается

разность между $T_{доп}$ источника электропитания и температурой воздуха на входе в теплообменник.

На рис. 1.28 приведена диаграмма, позволяющая оценить выбор способа охлаждения источника электропитания. Способы охлаждения обозначены следующим образом: 1 — естественный воздушный; 2 — принудительный воздушный; 3 — принудительный жидкостный; 4 — естественный испарительный; 5 — принудительный испарительный. На диаграмме определяется зона, в которой расположена точка с координатами заданной предельной мощности lgq и допустимого перегрева $\Delta T_{доп}$.

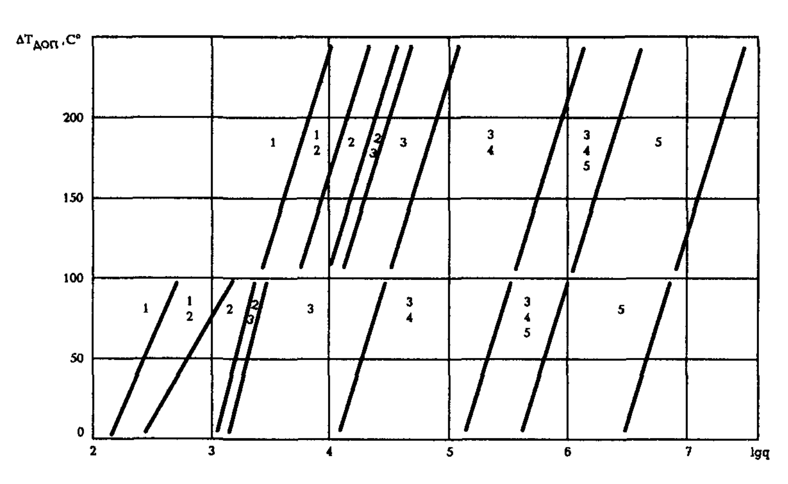


Рис. 1.28. Зависимость допустимого перегрева $\Delta T_{доп}$ от удельной тепловой нагрузки q

ГЛАВА 2
Низковольтные источники электропитания непрерывного действия

2.1. Стабилизаторы напряжения постоянного тока непрерывного действия

2.1.1. Параметрические стабилизаторы

Параметрические стабилизаторы напряжения применяются при малых выходных токах и невысоких требованиях к стабильности выходного напряжения. Работа этих стабилизаторов основана на использовании свойств компонентов с нелинейной вольт-амперной характеристикой. В качестве такого компонента наиболее часто применяется стабилитрон, реже — стабистор. Вольт-амперная характеристика стабилитрона показана на рис. 2.1, а.

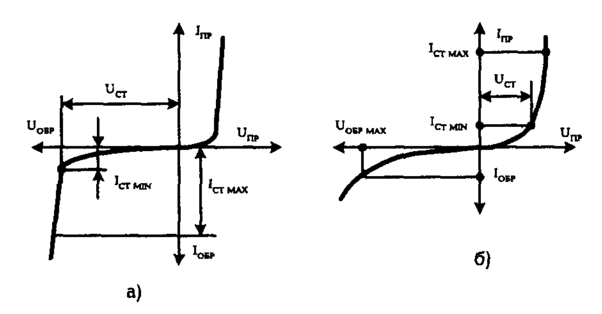


Рис. 2.1. Вольт-амперная характеристика стабилитрона (а) и стабистора (б): $I_{пр}$ и $I_{обр}$ — прямой и обратный токи; $U_{пр}$ и $U_{обр}$ — прямое и обратное напряжения

Стабилизация напряжения осуществляется при работе его на обратной ветви ВАХ, когда обратное напряжение определенного значения приводит к пробою p-n-перехода. У стабисторов в качестве рабочего используется прямой участок вольт-амперной характеристики (рис. 2.1, б). При протекании тока пробоя рассеиваемая в стабилитроне мощность не должна превышать допустимую $P_{ст.доп.}$, определяемую выражением:

$$P_{ст.доп.} = \frac{T_{перmax} - T_{о.с}}{R_т},$$

где $T_{пер max}$ — максимально допустимая температура n-p-перехода стабилитрона;

$T_{о.с}$ — температура окружающей среды;

$R_т$ — тепловое сопротивление стабилитрона.

Ток пробоя ограничивают до допустимого уровня резистором $R_о$ (рис. 2.2). При изменении тока пробоя от минимального значения $I_{ст.min}$ до максимального $I_{ст.max}$ напряжение на стабилитроне изменяется незначительно. Напряжение $U_{ст}$ стабилизации у различных типов стабилитронов находится в пределах от десятых долей вольта до нескольких сотен вольт, при этом токи пробоя могут иметь значения от долей миллиампера до единиц ампера.

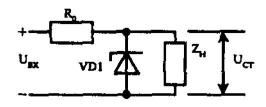


Рис. 2.2. Схема включения стабилитрона с ограничительным резистором

Одной из основных характеристик стабилитрона является температурный коэффициент напряжения (ТКН) $\alpha_н$, определяемый при постоянном значении тока стабилизации. На рис. 2.3 показано смещение ВАХ стабилитрона при изменении температуры.

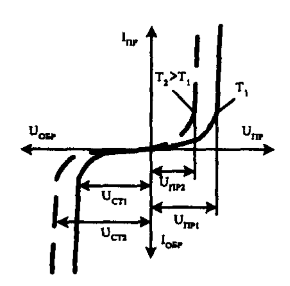


Рис. 2.3. Смещение вольт-амперной характеристики стабилитрона при изменении температуры

При прямом токе повышение температуры p-n-перехода от T_1 до T_2 приводит к смещению характеристики и уменьшению падения напряжения от $U_{пр1}$ до $U_{пр2}$. В этом случае абсолютный температурный коэффициент напряжения отрицателен:

$$\alpha_{абс} = \frac{U_{пр1} - U_{пр2}}{T_1 - T_2}, \frac{мВ}{°C}.$$

Относительный ТКН равен

$$\alpha_{отн} = \frac{U_{пр1} - U_{пр2}}{U_{пр}(T_1 - T_2)} \cdot 100,\ \frac{\%}{°C}.$$

При обратном токе изменяется напряжение $U_{ст}$, поэтому ТКН определяются зависимостями:

$$\alpha_{абс} = \frac{U_{ст1} - U_{ст2}}{T_1 - T_2},\ \frac{мВ}{°C},$$

$$\alpha_{отн} = \frac{U_{ст1} - U_{ст2}}{U_{ст}(T_1 - T_2)} \cdot 100,\ \frac{\%}{°C}.$$

Обобщенная зависимость температурного коэффициента напряжения от напряжения стабилизации приведена на рис. 2.4.

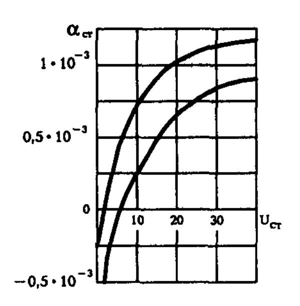


Рис. 2.4. Обобщенная зависимость температурного коэффициента напряжения от напряжения стабилизации

Для стабилитронов со значением напряжения $U_{ст}$=(2,4...5,6) В ТКН имеет отрицательное значение, а для значений напряжений $U_{ст} > 6$ В ТКН имеет положительное значение. При значении $U_{ст}$ около 6 В температурный коэффициент имеет переменный знак. Положительные значения температурного коэффициента при напряжении свыше 6 В объясняются особенностями пробоя p-n-перехода при ударной ионизации.

С ростом температуры подвижность неосновных носителей в области p-n-перехода снижается, поэтому для поддержания ударной ионизации требуется повышение напряженности электрического поля.

К основным характеристикам стабилитрона относится также дифференциальное сопротивление $r_{ст}$:

$$r_{ст} = \frac{U_{ст1} - U_{ст2}}{I_{ст1} - I_{ст2}}, \text{ Ом}.$$

Компенсация влияния температуры окружающей среды на характеристики стабилитрона осуществляется при помощи термочувствительных компонентов схем с отрицательным температурным коэффициентом или дополнительных стабилитронов, включенных в проводящем направлении последовательно со стабилизирующими стабилитронами.

На рис. 2.5, а приведена схема стабилизатора с термокомпенсацией при помощи термочувствительного резистора $R_т$, ТКН которого противоположен по знаку ТКН стабилитрона.

На рис. 2.5, б приведена схема с одним стабилизирующим стабилитроном, включенным в обратном направлении, и тремя компенсирующими стабилитронами. В этом случае выходное напряжение схемы $U_{вых}$ определяется зависимостью:

$$U_{вых} = U_{ст} + \sum U_{пр},$$

где $\sum U_{пр} = N(U_{пр1} - U_{пр2}) - \alpha_{абс}(T_1 - T_2)$;
N — число компенсирующих стабилитронов;
$U_{ст} = U_{ст.н} + \alpha_{абс}(T_1 - T_2)$;
$U_{ст.н}$ — номинальное напряжение стабилизации.

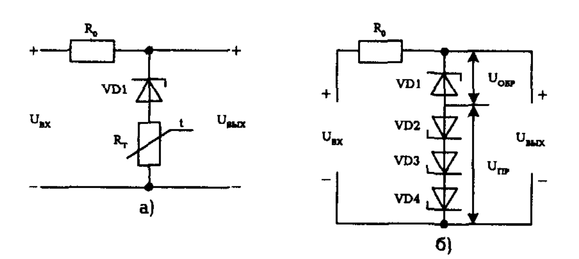


Рис. 2.5. Схемы параметрических стабилизаторов напряжения с термочувствительным резистором (а) и с компенсирующими стабилитронами (б)

В табл. 5.9 приведены основные параметры стабилитронов.

Пример расчета параметрического стабилизатора

Исходные данные.

Стабилизатор выполняется по схеме на рис. 2.2 и имеет следующие параметры:

выходное напряжение $U_{вых} = U_{ст} = 9{,}1$ В;
выходной ток $I_{вых} = I_{ст} = 10$ мА;
нестабильность входного напряжения $\Delta U_{вх} \le \pm 5\%$;
сопротивление нагрузки $r_н = U_{ст}/I_{ст} = 9{,}1/10 \cdot 10^{-3} = 910$ Ом.

Порядок расчета.

1. По напряжению стабилизации выбираем стабилитрон типа КС191Ф с дифференциальным сопротивлением $r_{ст} = 18$ Ом.

2. С учетом приемлемого КПД стабилизатора выбираем ориентировочное значение сопротивления ограничительного резистора $R_o =$ $= 330$ Ом.

3. Определяем входной ток и необходимое входное напряжение:

$$I_{вх} = I_{ст} + I_{вых} = 10 + 10 = 20 \text{ мА},$$

$$U_{вх} = U_{вых} + R_o I_{вх} = 9{,}1 + 330 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 15{,}7 \text{ В}.$$

4. Определяем коэффициент стабилизации:

$$k_{ст} = \left(1 - \frac{I_{вх} R_o}{U_{вх}}\right)\frac{R_o + r_{ст}}{r_{ст}} = \left(1 - \frac{20 \cdot 10^{-3} \cdot 330}{15{,}7}\right)\frac{330 + 18}{18} = 11{,}2.$$

5. Определяем нестабильность выходного напряжения:

$$\Delta U_{вых} = \frac{U_{ст2} - U_{ст1}}{U_{вых}} = \frac{U_{вх2} - U_{вх1}}{k_{ст} U_{вх}} = \pm \frac{5}{k_{ст}} = +0{,}45\%.$$

6. Коэффициент полезного действия стабилизатора

$$\eta = \frac{I_{ст} U_{ст}}{(I_{ст} + I_{вых}) U_{вх}} = \frac{10\ 9{,}1}{(10 + 10)\ 15{,}7} = 0{,}29.$$

Мощность параметрического стабилизатора может быть увеличена, если в качестве регулирующего компонента использовать транзистор. На рис. 2.6, а приведена схема параметрического стабилизатора напряжения, который представляет собой эмиттерный повторитель.

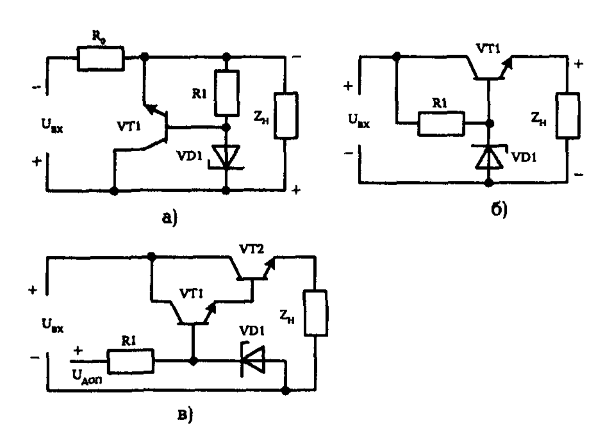


Рис. 2.6. Схемы параметрических стабилизаторов напряжения:
а — с включением транзистора параллельно нагрузке;
б — с включением транзистора последовательно нагрузке;
в — с дополнительным источником напряжения

Транзистор VT1 включен параллельно нагрузке $Z_Н$. Ограничительный резистор $R_о$ может быть включен в коллекторную или в эмиттерную цепь транзистора. Выходное напряжение

$$U_{вых} = U_{ст} + U_{ЭБ},$$

где $U_{ЭБ}$ — напряжение на переходе эмиттер-база транзистора VT1.

При повышении выходного напряжения происходит увеличение напряжения $U_{ЭБ}$, коллекторного $I_К$ и эмиттерного токов, что приводит к увеличению падения напряжения на ограничительном резисторе $R_о$. Это падение компенсирует рост напряжения $U_{вых}$. Коэффициент стабилизации

$$k_{ст} \approx \frac{R_о}{\dfrac{r_{ст}}{1 + h_{21э}} + R_{вых.э}} \cdot \frac{U_{ст}}{U_{вх}},$$

где $R_{вых.э}$ — выходное сопротивление эмиттерного повторителя,

$$R_{вых.э} = R_Э + \frac{r_{ст} + R_Б}{1 + h_{21э}},$$

где $R_Э$ и $R_Б$ — сопротивления эмиттера и базы транзистора соответственно.

Уменьшение значения сопротивления $R_Э$ возможно благодаря применению составного транзистора, использованию более мощных транзисторов с малыми значениями $R_Э$ и $R_Б$, увеличению тока через транзистор. Однако последнее приводит к уменьшению КПД схемы.

На рис. 2.6, б приведена схема параметрического стабилизатора с включением транзистора последовательно нагрузке. Стабилитрон VD1 в этой схеме служит источником опорного напряжения. Выходное напряжение стабилизатора

$$U_{вых} = U_{ст} - U_{ЭБ} \approx U_{ст} \text{ (если } U_{ст} \gg U_{ЭБ}).$$

Коэффициент стабилизации схемы

$$k_{ст} = \frac{R_К}{r_{ст} + R_Б + R_Э(1 + h_{21Э})} \cdot \frac{U_{вых}}{U_{вх}},$$

где $R_К$ — сопротивление коллектора транзистора VT1.

Коэффициент стабилизации может быть существенно повышен при введении в схему дополнительного источника напряжения $U_{доп} \gg U_{ст}$ и согласующего транзистора VT1 (рис. 2.6, в).

Схема эмиттерного повторителя с последовательным включением нагрузки применяется чаще благодаря более высокому КПД, меньшей нестабильности при изменении тока нагрузки и возможности использования транзисторов меньшей мощности.

2.1.2. Компенсационные стабилизаторы напряжения

Компенсационный стабилизатор является устройством автоматического регулирования выходной величины. Он поддерживает напряжение на нагрузке в заданных пределах при изменении входного напряжения и выходного тока. По сравнению с параметрическими компенсационные стабилизаторы отличаются большими выходными токами, меньшими выходными сопротивлениями, большими коэффициентами стабилизации. В состав компенсационного стабилизатора напряжения обычно входят следующие устройства: устройство регулирующее, устройство измерения, усилитель постоянного тока.

Устройство регулирующее УР включается последовательно или параллельно. В основном используются стабилизаторы с последовательным УР благодаря высокому коэффициенту стабилизации и более высокому КПД. Стабилизаторы с параллельным УР используются в аппаратуре, где возможны перегрузки по току и короткие замыкания в нагрузке.

Устройство измерения УИ выполняется обычно в виде резистивного делителя напряжения, с которого снимается часть напряжения и подается на усилитель постоянного тока УПТ (рис. 2.7), где сравнивается с опорным напряжением.

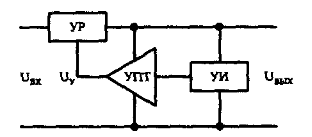


Рис. 2.7. Структурная схема компенсационного стабилизатора напряжения

При низком выходном напряжении (менее 5 В) на УПТ может подаваться полное значение выходного напряжения стабилизатора. Сигнал рассогласования усиливается УПТ и поступает на устройство регулирующее, изменяя его сопротивление. При повышении входного напряжения или снижении тока нагрузки выходное напряжение растет и приводит к увеличению сигнала обратной связи, сравниваемого с опорным напряжением. В результате сравнения в УПТ вырабатывается сигнал управления, который приводит к повышению сопротивления регулирующего устройства и, следовательно, к уменьшению выходного напряжения. При этом выходное напряжение не опускается ниже определенного уровня, т. е. устанавливается в заданном интервале значений.

Сигнал обратной связи с выхода стабилизатора содержит также информацию о переменной составляющей выходного напряжения, поэтому регулирующее устройство снижает уровень пульсаций на выходе стабилизатора. Благодаря этому свойству стабилизатор непрерывного действия называют активным фильтром, который отличается от пассивного наличием полупроводниковых компонентов.

В зависимости от тока нагрузки в качестве регулирующего устройства используется один или несколько транзисторов. На рис. 2.8 показаны схемы регулирующих устройств, отличающихся количеством транзисторов и соединением их.

Минимальное падение напряжения $U_{УРmin}$ на регулирующем устройстве на рис. 2.8, а определяется зависимостью:

$$U_{УРmin} = U_{КЭ1нас} + U_{ЭБ2},$$

где $U_{КЭ1нас}$ — напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT1 в режиме насыщения;

$U_{ЭБ2}$ — напряжение эмиттер-база транзистора VT2.

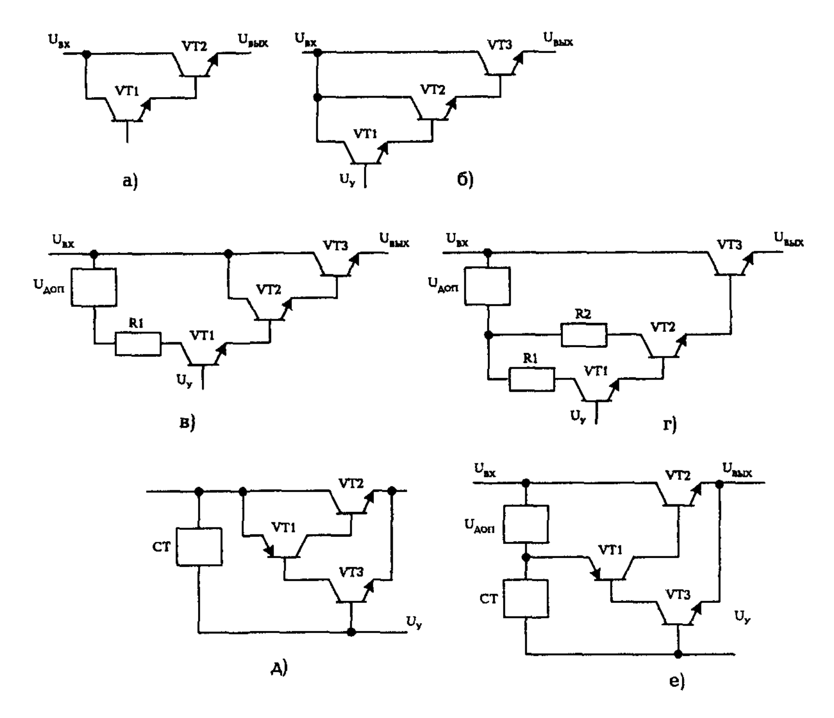


Рис. 2.8. Схемы регулирующих устройств стабилизаторов напряжения

Для регулирующего устройства на рис. 2.8,б справедливо:

$$U_{УPmin} = U_{КЭ1нас} + U_{ЭБ3} + U_{ЭБ2},$$

где $U_{ЭБ3}$ — напряжение эмиттер-база транзистора VT3.

В схемах регулирующих устройств на рис. 2.8, в, г, е используется дополнительный источник напряжения $U_{доп}$, благодаря чему снижается минимальное падение напряжения. Для схемы на рис. 2.8, в имеем:

$$U_{УPmin} = U_{КЭ2нас} + U_{ЭБ3}.$$

Для схемы на рис. 2.8, г напряжение $U_{УPmin}$ определяется зависимостью

$$U_{УPmin} = U_{КЭ3нас}.$$

В схеме регулирующего устройства с дополнительной симметрией и стабилизатором тока СТ на рис. 2.8, д имеем:

$$U_{УРmin} = U_{БЭ2} + U_{КЭ1нас}.$$

В данном случае уменьшение $U_{УР\,min}$ достигается благодаря тому, что при дополнительной симметрии напряжение насыщения $U_{КЭ1\,нас}$ меньше напряжения база-эмиттер $U_{БЭ1}$.

Включение в схему устройства регулирующего дополнительного источника напряжения стабилизатора тока (рис. 2.8, е) уменьшает падение напряжения, минимальное значение которого равно

$$U_{УРmin} = U_{БЭ2} + U_{КЭ1min} - U_{доп},$$

при этом должно соблюдаться условие:

$$U_{доп} \geq U_{БЭ2} + U_{КЭ1min} - U_{КЭ2}.$$

При выполнении указанного условия напряжение $U_{УРmin}$ можно уменьшить до значения, близкого к $U_{КЭ1нас}$.

В компенсационных стабилизаторах напряжения с выходными напряжениями до 30 В широко используются интегральные стабилизаторы серии 142ЕН [20, 21]. Выпускаются интегральные стабилизаторы трех видов для источников электропитания:

1) с регулируемым выходным напряжением (142ЕН1А,Б; 142ЕН2А,Б; 142ЕН3,4; 142ЕН10);

2) с фиксированным напряжением, которое при необходимости можно подстраивать с помощью внешнего делителя напряжения (142ЕН6А,Б,В,Г);

3) с фиксированным выходным напряжением (142ЕН5А,Б,В,Г; 142ЕН8А,Б,В; 142ЕН9А,Б,В).

Интегральные стабилизаторы напряжения с фиксированным выходным напряжением представляют собой функционально законченные микросхемы. Они отличаются большей мощностью по сравнению с первыми двумя типами. Кроме того, стабилизаторы третьего типа повышают надежность электронных средств благодаря малому количеству выводов (три или четыре) и не требуют дополнительных внешних компонентов. Ниже рассмотрены схемы включения интегральных стабилизаторов напряжения. Основные параметры микросхем серии 142 приведены в табл. 2.1 и 2.2.

Для получения заданных выходных напряжений и улучшения режима работы к микросхеме подсоединяют дополнительные компоненты. На рис. 2.9 показана основная схема включения микросхем 142ЕН1А,Б и 142ЕН2А,Б.

Таблица 2.1. Параметры интегральных стабилизаторов напряжения серии 142ЕН с регулируемым выходным напряжением

Условное обозначение	Классификационные параметры в нормальных климатических условиях					Выходной ток (А) при температуре корпуса (°С)					Диапазон входного напряжения, В	Условное обозначение корпуса
	Минимальное выходное напряжение, В	Максимальное выходное напряжение, В	Нестабильность по напряжению, %/В, не более	Нестабильность по току, %/А, не более	Минимальное падение напряжения, В, не более	от -60 до -40	от -40 до +100	от -20 до +100	от -60 до +125	+125		
142ЕН1А	3	12	0,3	11,1	2,5* 4,5**	не более 0,15***					от 9 до 20	4112.16-15.01
142ЕН1Б	3	12	0,1	4,4								
142ЕН2А	12	30	0,3	11,1							не более 40	4112.16-15.01
142ЕН2Б	12	30	0,1	4,4								
142ЕН3	3	30	0,05	0,25	3	0,5	1	—	—	0,5	от 9 до 45	4116.8-3
142ЕН4	3	30	0,05	0,25	4							
142ЕН10	минус 3	минус 30	0,05	1,0	2,5	—	—	1	0,5	—	от -9 до -40	4116.8-3
142ЕН11	минус 1,2...1,3	минус 37	0,02	0,33	3,5	—	—	—	—	—	от -5 до -41,5	4116.4-3
142ЕН12	1,2...1,3	57	0,02	0,2	3,5	—	—	—	1,5	—	от 5 до 61,3	
142ЕН13	минус 3	минус 22	0,1	10	3	—	—	—	0,1	—	от -9 до -25,5	4118.24-1
142ЕН16	3	25									от 10 до 30	

* Для схем с раздельными входными напряжениями при минус 60 °С.

** Для схем с совместным входным напряжением при минус 60 °С.

*** При $P_{рас} < P_{рас.пред.}$.

Таблица 2.2. Параметры интегральных стабилизаторов напряжения серии 142ЕН с фиксированным выходным напряжением

Условное обозначение	Классификационные параметры в нормальных климатических условиях					Выходной ток (А) при температуре корпуса (°С)					Диапазон входного напряжения, В	Условное обозначение корпуса
	Номинальное выходное напряжение, В	Установочный допуск выходного напряжения, %	Нестабильность по напряжению, %/В	Нестабильность по току, %/А	Минимальное падение напряжения, В	-60	от -40 до +100	от -20 до +80	от -60 до +125	+125		
142ЕН5А	5	±2	0,05	1,0	см. рис.	—	2	—	1,2	—	не более 15 В	4116.4-3 или 4116.4-2.02
142ЕН5Б												
142ЕН5В												
142ЕН5Г												
142ЕН6А	±15	±2	0,0015	1,0	2,5* 3,0**	—	—	—	0,200	—	+40 -40	4116.8-3
142ЕН6Б			0,005									
142ЕН6В		±6,7										
142ЕН6Г									0,150			
142ЕН8А	9	±3	0,05	0,67	2,5	—	—	1,5	—	0,5	не более 35	4116.4-3 или 4116.4-2.02
142ЕН8Б	12											
142ЕН8В	15											
142ЕН9А	20	±2	0,05	0,67	2,5	0,5	—	1,5	—	0,5	не более 40	4116.4-3 или 4116.4-2.02
142ЕН9Б	24											
142ЕН9В	27											

* На положительном канале.

** На отрицательном канале.

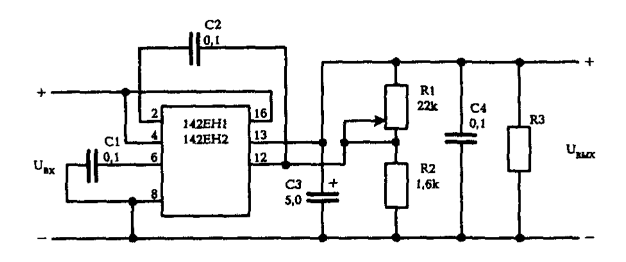


Рис. 2.9. Основная схема включения ИМС типа 142ЕН1

Для повышения устойчивости работы микросхем рекомендуется включение неполярных конденсаторов C1 и C4 емкостью 0,1 мкФ между выводами 6 и 8 (вывод 6 — от внутреннего источника опорного напряжения) и выводами 13 и 8. Резисторы R1 и R2 образуют делитель регулируемого выходного напряжения, R3 — резистор нагрузки, C1 и C2 — корректирующие конденсаторы. Ток делителя напряжения должен быть не менее 1,5 мА, а ток через резистор R3 должен превышать ток делителя. Типовые емкости конденсаторов при уровнях выходного напряжения ниже 5 В составляют: C2 > 0,1 мкФ; C3 = (5...10) мкФ. При уровнях выходного напряжения выше 5 В емкости конденсаторов выбираются из условий: C2 ≥ 100 пФ; C3 ≥ 1 мкФ.

Схема стабилизатора на рис. 2.9 работает следующим образом. При отклонении выходного напряжения часть его с делителя R1, R2 подается на вывод 12 микросхемы, где сравнивается с внутренним опорным напряжением $U_{оп} = (2,4 \pm 0,36)$ В. Полученный разностный сигнал усиливается дифференциальным усилителем и подается на базу регулирующего составного транзистора. Изменение базового тока регулирующего компонента приводит к компенсирующему изменению выходного напряжения на выводе 13 микросхемы, что обеспечивает поддержание напряжения на нагрузке в заданных пределах.

С целью улучшения стабильности выходного напряжения в состав делителя напряжения вводится стабилитрон VD2 (рис. 2.10). В этом случае отклонение $\Delta U_{вых}$ выходного напряжения определяется формулой:

$$\Delta U_{вых} \approx \Delta U_{о.с} + \frac{R_{VD2}}{R2} \Delta U_{о.с},$$

где $\Delta U_{о.с}$ — напряжение обратной связи, поступающее с делителя на вывод 12 микросхемы;

R_{VD2} — дифференциальное сопротивление стабилитрона.

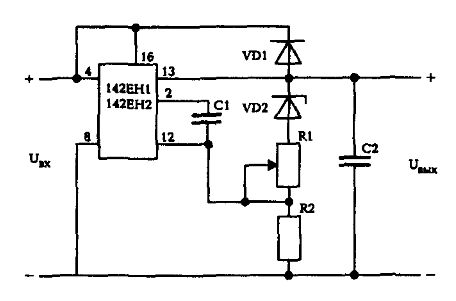


Рис. 2.10. Схема стабилизатора с улучшенными выходными характеристиками

Выходное напряжение стабилитрона равно:

$$U_{вых} = U_{ст} + U_{оп},$$

где $U_{ст}$ — напряжение стабилизации стабилитрона VD2;
$U_{оп}$ — внутреннее опорное напряжение микросхемы.

Подстроечный резистор R1 выбирается из условия: R1<R2. Сопротивление резистора R2 выбирается с учетом зависимости:

$$R2 \le \frac{U_{опmin}}{I_{VD2min}},$$

где минимальное значение внутреннего опорного напряжения микросхемы $U_{опmin} \approx 2$ В;
I_{VD2min} — допустимо минимальный ток стабилитрона.

Сопротивление резистора R1 можно принять равным

$$R1 = (0{,}8 + \frac{\Delta U_{ст}}{U_{опmin}})\ R2,$$

где $\Delta U_{ст}$ — отклонение напряжения стабилизации стабилитрона.

Диод VD1, включенный между выводами 13 и 4, служит для защиты микросхемы при отключении входного напряжения.

При малых падениях напряжения на микросхеме 142ЕН2 (менее 4,5 В) ее стабилизирующие свойства ухудшаются, так как имеет место разброс значений остаточных напряжений стабилизаторов тока в цепях источника опорного напряжения и дифференциального усилителя в составе микросхемы. В этом случае происходит смещение рабочей точки транзистора стабилизатора тока из активной области в область насыщения, что приводит к снижению стабильно-

сти опорного напряжения. Для снижения опорного напряжения на микросхеме без ухудшения ее стабильности стабилизатор выполняется с раздельными входными напряжениями $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ (рис. 2.11). В такой схеме разница напряжений $U_{вх2} - U_{вых} \approx 2{,}5$ В, что повышает КПД стабилизатора.

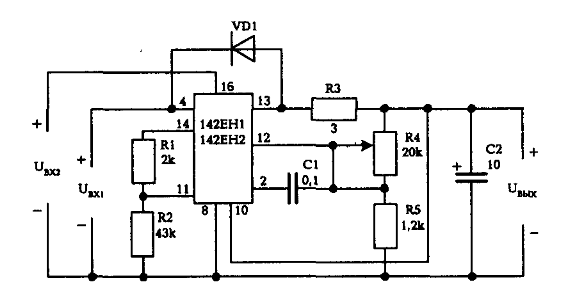


Рис. 2.11. Схема стабилизатора с раздельным электропитанием

Напряжение $U_{вх1}$ предварительно стабилизируется и подается на вход опорного источника (вывод 4). При этом должно выполняться условие:

$$U_{вх1} \geq U_{вх2}.$$

Регулировка выходного напряжения осуществляется резистором R4, значение которого должно составлять примерно 20 кОм. Резистор R5 выбирается равным 1,2 кОм. При его выборе необходимо учитывать, что в диапазоне разброса опорного напряжения $U_{оп}$ ток выходного делителя R4, R5 должен быть не менее 1,5 мА.

Интегральные стабилизаторы типов 142ЕН1 и 142ЕН2 могут быть использованы для построения схемы параллельного стабилизатора, где они применяются в качестве узла сравнения с опорным напряжением и усиления сигнала рассогласования. Регулирущий компонент в этом случае содержит дополнительный внешний транзистор, резисторы и стабилитрон, что позволяет обеспечить фазовый сдвиг сигнала рассогласования, необходимый для получения отрицательной обратной связи в параллельном стабилизаторе (рис. 2.12).

При изменении тока на выходе микросхемы (вывод 13) под действием сигнала обратной связи, поступающего на вывод 12, происходит изменение тока через регулирующий транзистор микросхемы. Параллельно этому транзистору микросхемы включена цепь из стабилитрона VD1 и перехода база-эмиттер транзистора VT1. Поэтому при изменении тока через транзистор микросхемы меняет-

ся ток через стабилитрон VD1, ток базы и ток коллектора транзистора VT1, причем изменения тока нагрузки и тока коллектора транзистора VT1 имеют разные знаки.

Разность напряжений $U_{вх}$ и $U_{вых}$ выделяется на гасящем балластном резисторе R3, через который проходит суммарный ток I_{R3}:

$$I_{R3} = I_{KVT1} + I_{потр} + I_{дел} + I_{вых},$$

где I_{KVT1} — ток коллектора транзистора;
$I_{потр}$ — ток, потребляемый интегральным стабилизатором;
$I_{дел}$ — ток делителя выходного напряжения;
$I_{вых}$ — ток нагрузки.

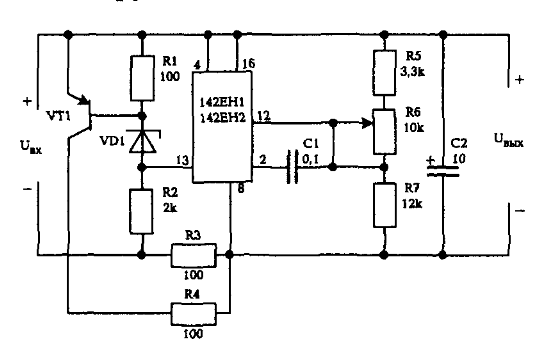


Рис. 2.12. Схема параллельного стабилизатора напряжения

В параллельном стабилизаторе напряжения должны выполняться условия:

$$I_{R3}^2 R_3 \leq P_{рас.доп},$$

$$I_{KVT1max} U_{вых} \leq P_{рас.доп},$$

где $P_{рас.доп}$ — допустимая мощность рассеивания резистора R3 и транзистора VT1;
$I_{KVT1max}$ — ток коллектора транзистора VT1 при токе нагрузки $I_{вых} = 0$.

Сопротивление резистора R2 определяется формулой:

$$R2 = \frac{U_{вх\,min} - U_{VD1} - U_{ЭБ}}{(I_{вых\,max}/\beta_{min}) + U_{ЭБ}/R1},$$

где $U_{вхmin}$ — минимальное входное напряжение стабилизатора;
U_{VD1} — напряжение стабилизации стабилитрона VD1;

$U_{ЭБ}$ — напряжение эмиттер-база транзистора VT1;
$I_{выхmax}$ — максимальный ток нагрузки;
β_{min} — минимальное значение статического коэффициента усиления транзистора VT1.

Резистор R1 определяется с учетом того, что при максимальном токе нагрузки коллекторный ток транзистора VT1 имеет минимальное значение I_{Kmin}:

$$R1 = \frac{U_{ЭБ}\beta_{min}}{I_{VD1min}\,\beta_{min} - I_{Kmin}}.$$

Для микросхемы 142ЕН1А,Б напряжение стабилизации стабилитрона VD1 выбирается в пределах

$$4\ В \le U_{VD1} + U_{ЭБ} \le 12\ В,$$

для микросхемы 142ЕН2А,Б — в пределах

$$4\ В \le U_{VD1} + U_{ЭБ} \le 37\ В.$$

Сопротивления резисторов R5, R6, R7 делителя выходного напряжения выбираются из условия:

$$U_{выхmin} = U_{VD1} + U_{ЭБ} + U_{опmin}.$$

Тогда

$$(R5 + R6 + R7)_{min} = \frac{U_{выхmin}}{I_д},$$

где $I_д$ — ток выходного делителя.

При любых значениях напряжения $U_{оп}$ ток делителя $I_д \ge 1{,}5$ мА. Максимальное выходное напряжение $U_{выхmax}$

$$U_{выхmax} = U_{вх} - U_{R3} = U_{вх} - R3(I_{KVT1min} + I_{выхmax} + I_д + I_{потр}),$$

где U_{R3} — падение напряжения на резисторе R3.

Максимальное значение резисторов R5 и R6:

$$(R5 + R6)_{max} = \frac{U_{выхmax} - U_{опmin}}{I_д}$$

или

$$(R5 + R6)_{max} = \frac{U_{вх} - R3(I_{выхmax} + I_{KVT1min} + I_д + I_{потр}) - U_{опmin}}{I_д}.$$

Схема стабилизатора с выходным напряжением отрицательной полярности приведена на рис. 2.13, где интегральный стабилизатор включен параллельно нагрузке.

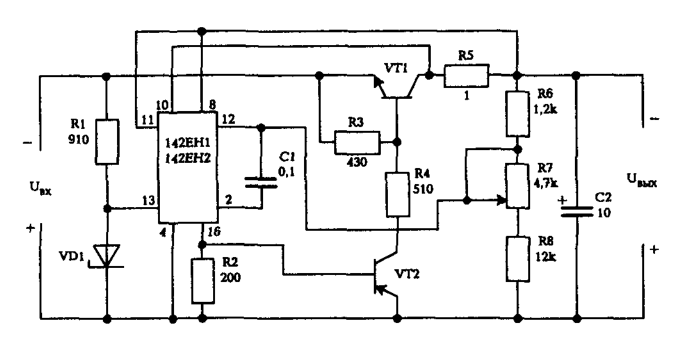


Рис. 2.13. Схема стабилизатора с выходным напряжением отрицательной полярности

Динамическое сопротивление транзистора VT1 изменяется при изменении тока нагрузки. Резистор R2 является нагрузкой регулирующего элемента микросхемы, который работает в режиме усиления.

Работает схема на рис. 2.13 следующим образом. При изменении тока нагрузки происходит изменение выходного напряжения, которое через делитель R6, R7, R8 передается на вывод 12 обратной связи микросхемы, усиливается и изменяет падение напряжения на резисторе R2. Транзистор VT2 усиливает изменение напряжения на резисторе R2 и передает в базовую цепь транзистора VT1. Ток транзистора VT1 изменяется таким образом, что компенсирует изменение напряжения на нагрузке.

Резистор R1 определяет рабочий ток через стабилитрон VD1:

$$R1 = \frac{U_{вхmin} - U_{VD1}}{I_{VD1min} + I_{permax}},$$

где U_{VD1} — напряжение стабилитрона VD1;

$I_{per\,max}$ — максимальный ток регулирующего элемента микросхемы при токе нагрузки $I_{вы\,max}$.

Значения I_{permax}, R2 и R3 находятся из выражения:

$$I_{permax} = \frac{U_{ЭБVT2}}{R2} + \left(\frac{U_{ЭБVT1}}{R3} + \frac{I_{вых}}{\beta_{VT1}}\right)\frac{1}{\beta_{VT2}},$$

где $U_{ЭБVT2}$ и $U_{ЭБVT1}$ — напряжения эмиттер-база транзисторов VT2 и VT1 соответственно;

β_{VT1} и β_{VT2} — статические коэффициенты усиления транзисторов VT1 и VT2 соответственно.

Необходимо учитывать, что $I_{рег} \geq 2$ мА. Ограничивающий резистор R4 выбирается с учетом того, что транзистор VT2 не должен переходить в область насыщения при токе нагрузки $I_{выхmax}$:

$$R4 \leq \frac{U_{вхmin} - (U_{ЭКVT2min} + U_{ЭБVT1})}{I_{KVT2max}},$$

где $U_{ЭКVT2min}$ — минимальное напряжение эмиттер-коллектор транзистора VT2, при котором он работает в активной области;

$I_{KVT2max}$ — максимальный ток транзистора VT2 при токе нагрузки $I_{выхmax}$.

Напряжение U_{VD1} стабилитрона VD1 находится в пределах:

$$4 \text{ В} \leq U_{VD1} \leq 7 \text{ В}.$$

При оценке сопротивлений резисторов R7 и R8 следует учитывать, что минимальное выходное напряжение стабилизатора равно допустимо минимальному входному напряжению микросхемы. Максимальное выходное напряжение стабилизатора равно допустимо максимальному входному напряжению микросхемы.

Схема стабилизатора с p-n-p транзистором и защитой по току приведена на рис. 2.14. Сопротивление резистора R3 выбирается в пределах от 47 до 100 Ом. Схема используется обычно при увеличении тока нагрузки $I_{выхmax}$ до 0,5 А.

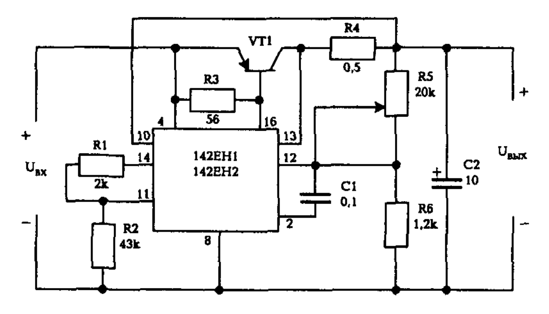


Рис. 2.14. Схема стабилизатора с умощнением p-n-p транзистором и защитой по току

Схема включения микросхемы с использованием внутренней защиты по току показана на рис. 2.15.

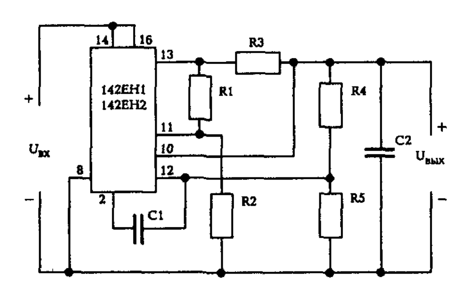


Рис. 2.15. Схема включения микросхемы с использованием внутренней защиты по току

Сопротивления резисторов R1, R2, R3 определяются выражениями:

$$R1 = R2\left(\frac{I_{ост}\,R3}{U_{ЭБм}} - 1\right);$$

$$R2 = \frac{U_{вых} + U_{ЭБм}}{I_{д}};$$

$$R3 = \frac{U_{вых}}{I_{ост}\,[1 + (U_{вых}/U_{ЭБм})] - I_{пор}},$$

где $U_{вых}$ — выходное напряжение;

$I_{ост}$ — остаточный ток на выходе микросхемы при коротком замыкании нагрузки;

$I_{ост} \le \frac{P_{рас}}{U_{вх}} - I_{пот}$;

$I_{пот}$ — ток потребления микросхемы в соответствии с техническими условиями на нее;

$U_{ЭБм}$ — параметр микросхемы, равный 0,65 В;

$I_{пор}$ — пороговое значение тока в нагрузке, превышение которого приводит к срабатыванию защиты от короткого замыкания;

$I_{д}$ — ток делителя R1, R2, рекомендуемое значение которого составляет примерно 0,001 А.

Значения величин $U_{вых}$, $I_{пор}$, $P_{рас}$ и $U_{вх}$ задаются в исходных данных на разработку стабилизатора напряжения. При расчете режимов работы компонентов схемы необходимо учитывать, что параметр микросхемы $U_{ЭБм}$ изменяет свое значение на 2 мВ при из-

менении температуры кристалла на 1 °С (при повышении температуры параметр $U_{ЭБм}$ уменьшается, при понижении температуры параметр увеличивается).

Стабилизатор с включенной схемой защиты от короткого замыкания нагрузки показан на рис. 2.16.

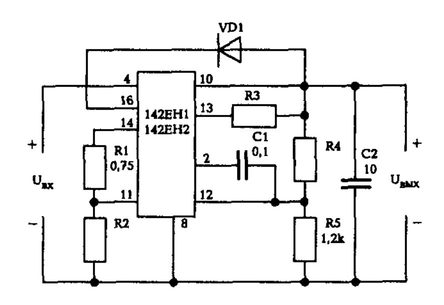


Рис. 2.16. Схема стабилизатора с включенной схемой защиты от коротких замыканий нагрузки

Сопротивление резистора R2 определяется зависимостью

$$R2 = U_{вых} / I_{д},$$

где $I_{д}$ = 1 мА.

Сопротивление резистора R3 выбирают из условия, что ток в выходной цепи микросхемы $I_{КЗ}$ при коротком замыкании нагрузки не превышает заданного значения. В то же время резистор R3 должен обеспечить получение значения тока $I_{пор}$, превышение которого приведет к срабатыванию защиты от короткого замыкания.

При расчете тока $I_{КЗ}$ необходимо выполнение условия:

$$(I_{КЗ} + I_{пот})U_{вх} \leq P_{рас.пред},$$

где $P_{рас.пред}$ — предельно допустимая рассеиваемая мощность при заданных условиях.

При проведении расчетов должны учитываться зависимости, приведенные на рис. 2.17...2.20.

Схема с подключением внешнего транзистора для увеличения выходного тока и с включенной схемой защиты от коротких замыканий нагрузки приведена на рис. 2.21. Сопротивление резистора R2 в этой схеме выбирают из условия:

$$R2 = U_{вых} / I_{д} = U_{вых} / 1 \text{ мА}.$$

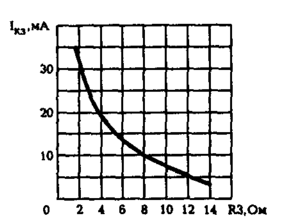


Рис. 2.17. Зависимость тока короткого замыкания от сопротивления датчика тока при $U_{вых}$ = 15 В

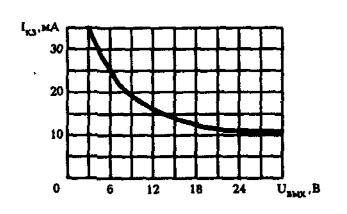


Рис. 2.18. Зависимость тока короткого замыкания от выходного напряжения при R3 = 6 Ом

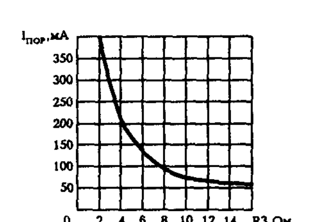


Рис. 2.19. Зависимость порогового тока $I_{пор}$ от сопротивления датчика тока

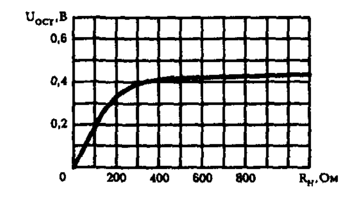


Рис. 2.20. Зависимость остаточного напряжения от сопротивления нагрузки $R_{н}$

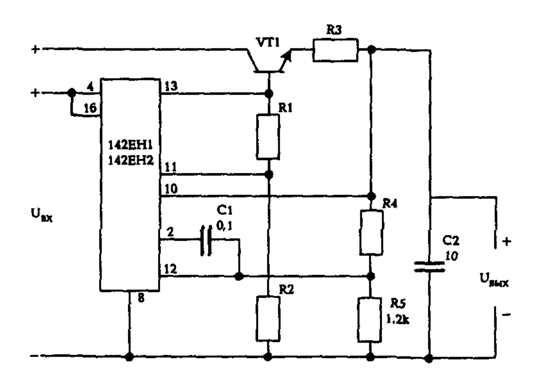


Рис. 2.21. Схема применения с подключением внешнего транзистора для увеличения выходного тока и с включенной схемой защиты от коротких замыканий нагрузки

При оценке параметров компонентов схемы должны учитываться зависимости, приведенные на рис. 2.22 (при R3 = 1,1 Ом) и рис. 2.23 (при $U_{вых}$ = 15 В).

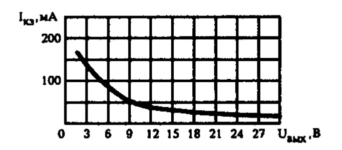


Рис. 2.22. Зависимость тока короткого замыкания от выходного напряжения при R3 = 1,1 Ом

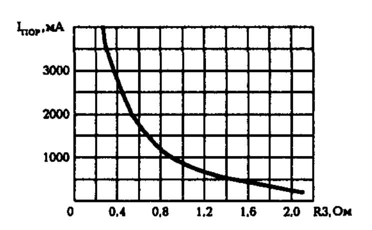


Рис. 2.23. Зависимость порогового тока от сопротивления датчика тока при $U_{вых}$ = 15 В

Основная схема включения микросхем 142ЕН3,4 приведена на рис. 2.24, где емкости конденсаторов выбираются из условий:

$$C1 \geq 2{,}2\ \text{мкФ};\ C2 \geq 0{,}0047\ \text{мкФ};\ C3 \geq 0{,}1\ \text{мкФ}.$$

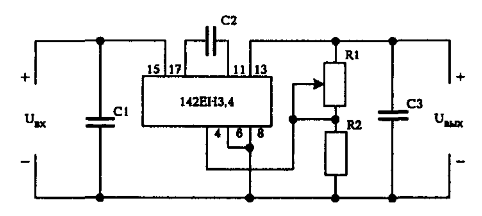


Рис. 2.24. Основная схема включения микросхем 142ЕН3, 4

Сопротивления резисторов R1 и R2 выбираются согласно формуле:

$$U_{вых} = \frac{U_{о.с}(R1 + R2)}{R2},$$

где $U_{о.с}$ — напряжение обратной связи, подаваемое на выход 4; $U_{о.с}$ = (2,6±0,26) В.

Минимальный ток делителя (1,5±0,225) А.

При изменении выходного тока $I_{вых}$ в пределах $0 \leq I_{вых} \leq I_{вых\max}$ и изменении или определенном значении тока $I_{вых}$ в пределах $0 \leq I_{вых} \leq 50$ мА должно выполняться соотношение $(C3/C2) \leq 10$. При

изменении или определенном значении тока $I_{вых}$ в пределах 50 мА $\leq I_{вых} \leq I_{выхmax}$ соотношение С3/С2 не регламентируется.

Для повышения надежности РЭС рекомендуется использовать внутреннюю схему тепловой защиты согласно рис. 2.25. Значения емкостей конденсаторов выбираются следующие: С1 $\geq$ 2,2 мкФ; С2 $\geq$ 0,0047 мкФ; С3 $\geq$ 0,1 мкФ.

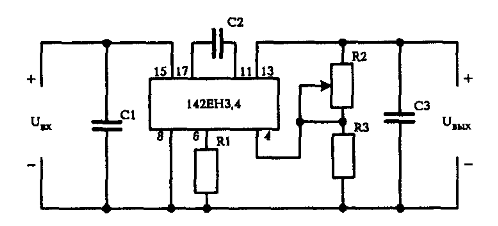


Рис. 2.25. Схема включения микросхем 142ЕН3, 4 с применением тепловой защиты

Резистор R1 является ограничивающим и служит для регулирования порога срабатывания тепловой защиты в диапазоне температур корпуса микросхемы от 65 до 130 °С. Среднее значение сопротивления резистора R1 рассчитывается по формуле:

$$R_1 = 1кОм\left(\frac{k \cdot \theta_{корп} - 6,65}{1 - 0,42 \cdot k \cdot \theta_{корп}}\right),$$

где коэффициент k = 0,037 1/°С,

$\theta_{корп}$ — температура корпуса, при которой необходимо срабатываниетепловойзащиты.

Значение температуры $\theta_{корп}$ выбирается с учетом поля разброса, приведенного на рис. 2.26, и допустимой рассеиваемой мощности.

Схема включения микросхемы с внутренней схемой защиты от перегрузок по току приведена на рис. 2.27.

Ограничивающий резистор R2 рассчитывается по формуле:

$$R2 = \frac{M - N - 0,023(U_{вх} - U_{вых})}{I_{пор}},$$

где M = 1,25 В и N = 0,5 Ом $\cdot I_{пор}$ — величины, определяемые параметрами микросхемы;

$I_{пор} = \dfrac{1,25\ P_{рacmax}}{U_{вх} - U_{вых}}$ — пороговый выходной ток, при котором срабатывает схема защиты;

$I_{пор} \leq I_{вых.пред}$.

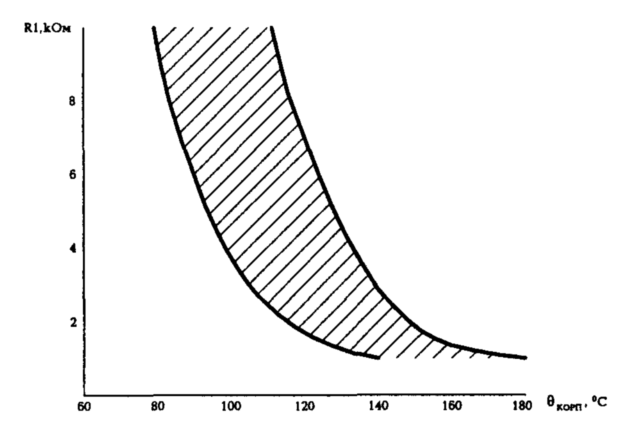


Рис. 2.26. Зависимость сопротивления резистора R1 от температуры корпуса микросхемы 142ЕН3, 4

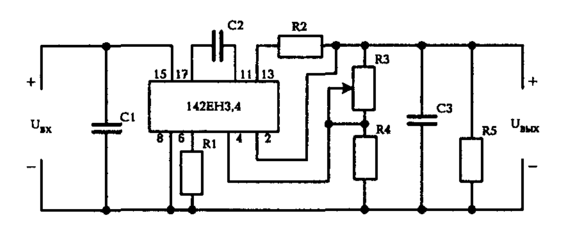


Рис. 2.27. Схема включения микросхемы с внутренней схемой защиты от перегрузок по току

В стабилизаторе напряжения с увеличенным выходным током используется внешний транзистор VT1 (рис. 2.28).

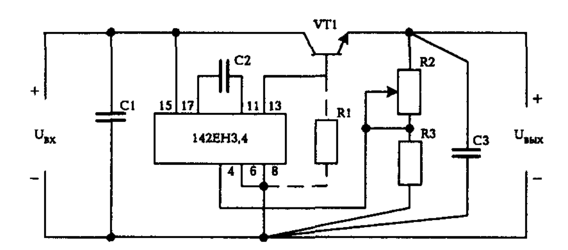


Рис. 2.28. Схема включения микросхемы с внешним транзистором для увеличения выходного тока

Емкости конденсаторов C1, C2 и C3 выбираются аналогично схеме на рис. 2.25. Между выводами 8 и 13 допускается включать

резистор R1, сопротивление которого определяется параметрами транзистора VT1.

Схема включения микросхем типов 142ЕН3 и 142ЕН4 при наличии помех в цепи обратной связи приведена на рис. 2.29. При попадании помехи из внешней цепи в цепь обратной связи (выводы 4 и 8) возможен переход микросхемы 142ЕН3 (или 142ЕН4) в неуправляемый устойчивый режим, при котором $U_{вых} = U_{вх}$.

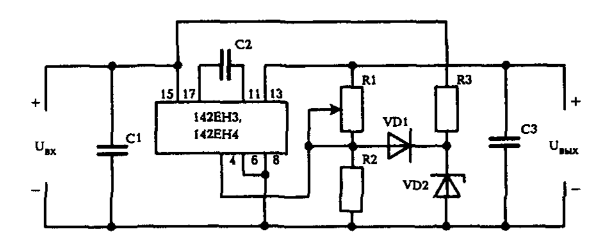


Рис. 2.29. Схема включения микросхем при наличии помех в цепи обратной связи

Для предотвращения перехода микросхемы в неуправляемый устойчивый режим рекомендуется подключить к выводам 4 и 8 ограничитель напряжения на уровне (3,4...4,0) В. Вероятность перехода микросхемы в неуправляемый режим возрастает при условии

$$U_{вх} > 1{,}5U_{вых}.$$

Емкость корректирующего конденсатора C2 должна быть не менее 0,0047 мкФ. Емкость выходного конденсатора C3 выбирается не менее 0,1 мкФ. Стабилитрон VD2 выбирается с напряжением стабилизации $U_{ст}$ = (2,8...3,4) В. Разделительный диод должен иметь прямое падение напряжения $U_{пр} \le 0{,}6$ В. Сопротивление резистора R3 определяется выражением

$$R3 \le \frac{U_{вх} - U_{ст}}{I_{ст min}},$$

где $I_{ст min}$ — минимальный ток стабилизации стабилитрона.

Основная схема включения микросхем 142ЕН5А,Б,В,Г приведена на рис. 2.30. Схема включения на повышенные значения выходного напряжения показана на рис. 2.31. В этой схеме сопротивление резистора R2 выбирается из соотношения

$$\frac{(U_{вых} - U_{вых.м})\, R1}{U_{вых.м} + I_{пот} \cdot R1},$$

где $U_{вых.м}$ — выходное напряжение микросхемы, В;
$I_{пот}$ — ток потребления микросхемы, А;
R1 = 300 Ом.

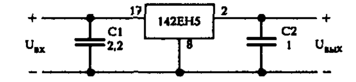


Рис. 2.30. Основная схема включения микросхем 142ЕН5А...Г

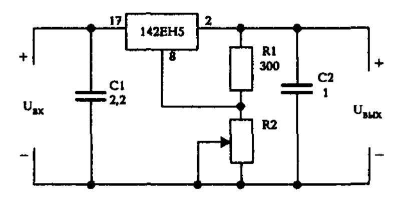


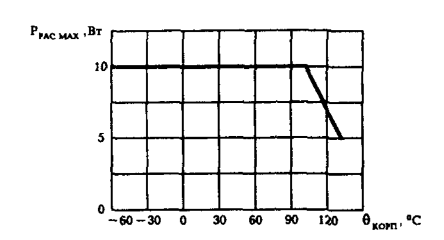
Рис. 2.31. Схема включения микросхем 142ЕН5А...Г на повышенные значения выходного напряжения

Зависимость максимальной рассеиваемой мощности от температуры корпуса приведена на рис. 2.32, а зависимость максимальной рассеиваемой мощности от температуры окружающей среды без теплоотвода — на рис. 2.33. Зависимость минимального входного напряжения от выходного тока показана на рис. 2.34.

Схема стабилизатора напряжения с шунтирующим транзистором и ограничением тока приведена на рис. 2.35. Максимально допустимый ток микросхемы увеличивается благодаря транзистору VT2.

Пороговый ток $I_{пор}$ при срабатывании защиты от перегрузки по току имеет разброс, определяемый существенным разбросом статического коэффициента усиления транзистора VT2. Поэтому для ограничения тока на определенном уровне при перегрузках в схему введены транзистор VT1 и резистор R1.

Схема работает следующим образом. При малом значении тока нагрузки падение напряжения на резисторе R2 невелико и транзистор VT2 закрыт. При увеличении тока нагрузки увеличивается падение напряжения на резисторе R2 и транзистор VT2 открывается, причем ток в нагрузку поступает двумя путями: через микросхему и через шунтирующий транзистор VT2. При определенном значении тока падение напряжения на резисторе R1 открывает транзистор VT1, шунтируя переход эмиттер-база транзистора VT2. Благодаря этому ограничивается ток на заданном уровне даже при коротком замыкании в нагрузке, а микросхема отключается от короткозамкнутой цепи собственной внутренней защитой.



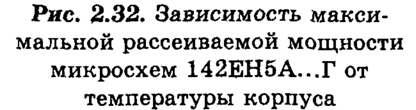


Рис. 2.32. Зависимость максимальной рассеиваемой мощности микросхем 142ЕН5А...Г от температуры корпуса

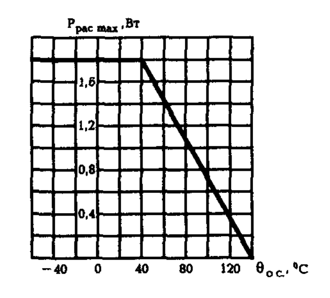


Рис. 2.33. Зависимость максимальной рассеиваемой мощности микросхем 142ЕН5А...Г от температуры окружающей среды без теплоотвода

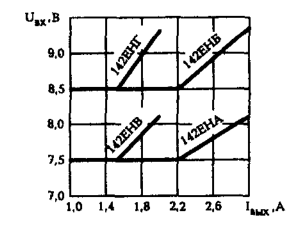


Рис. 2.34. Зависимость минимального входного напряжения от выходного тока

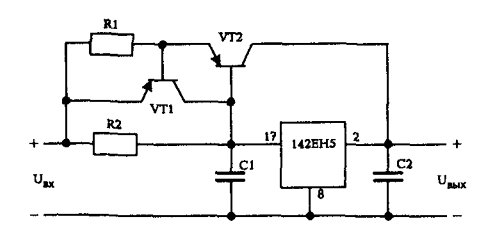


Рис. 2.35. Схема с шунтирующим транзистором и ограничением тока

Недостатком схемы на рис. 2.35 является увеличение минимальной разницы между входным и выходным напряжением ориентировочно на 1,3 В при максимальном токе нагрузки. В схеме на рис. 2.36 этот недостаток несколько уменьшен (указанная минимальная разница напряжений увеличивается лишь на значение $U_{ЭБVT2}$ = = 0,65 В.

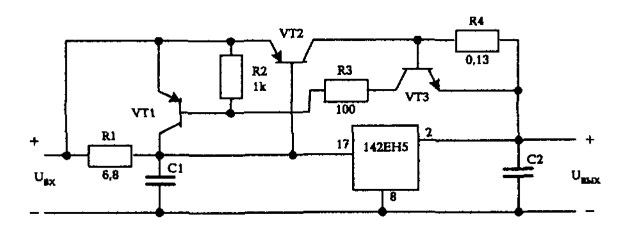


Рис. 2.36. Схема с уменьшенной разницей между входным и выходным напряжениями

Основные схемы включения микросхемы 142ЕН6 приведены на рис. 2.37 и 2.38. При этом допускается подключение нагрузки к одному из каналов или к двум каналам одновременно.

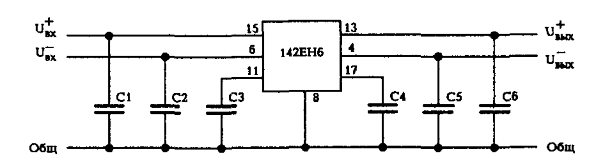


Рис. 2.37. Основная схема включения микросхемы 142ЕН6

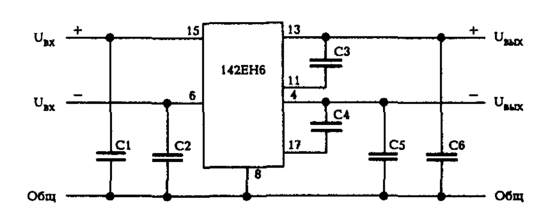


Рис. 2.38. Основная схема включения микросхемы 142ЕН6 без подбора емкостей конденсаторов

При подключении нагрузки только к положительному каналу входное напряжение $U^-_{вх}$ на отрицательном канале должно быть

$$|U^-_{вх}| \geq |U^-_{вых}| + |U^-_{пдmin}|,$$

где $U^-_{вых}$ — выходное напряжение на отрицательном выходе;
$U^-_{пдmin}$ — минимальное падение напряжения на отрицательном выходе.

При подключении нагрузки только к отрицательному каналу входное напряжение на положительном канале может быть уменьшено до 10 В. При подключении нагрузки одновременно к двум

каналам допускается эксплуатация микросхем при несимметричном входном напряжении на каналах или же при несимметричной нагрузке каналов выходным током. При этом режиме должно соблюдаться соотношение

$$|U_{вхmin}| = |U_{вых}| + |U_{пдmin}|.$$

Значения емкостей конденсаторов на схеме рис. 2.37 выбираются с учетом конструктивных особенностей РЭС, т.е. с учетом длины жгутов, марки проводов и кабелей, типов разъемов. Для конденсаторов C1, C2, C5, C6 емкости выбираются в диапазоне (0,01...15) мкФ, для конденсаторов C3, C4 — в диапазоне (0,001...0,2) мкФ. Емкости конденсаторов в схеме на рис. 2.38 составляют: C1 ≥ 1 мкФ; C2 ≥ 1 мкФ; C3 = (0,005...0,1) мкФ; C4 = (0,01...0,1) мкФ; C5 ≥ 2 мкФ; C6 ≥ 2 мкФ. При этом не требуется подбора емкостей конденсаторов.

На рис. 2.39 приведена схема регулировки выходного напряжения каналов для уменьшения напряжения в диапазоне от $5_{-0,5}$ до 15_{-3} В или от минус $5_{-0,5}$ до минус 15_{-3} В.

В этой схеме резистор R1 включается между выводами 2 и 8 микросхемы. Для регулировки выходного напряжения каналов при увеличении напряжения в диапазоне от 15^{+3} до 25^{+3} В или от минус 15^{+3} до минус 25^{+3} В резистор R1 включается между выводами 2 и 4 микросхемы (рис. 2.40).

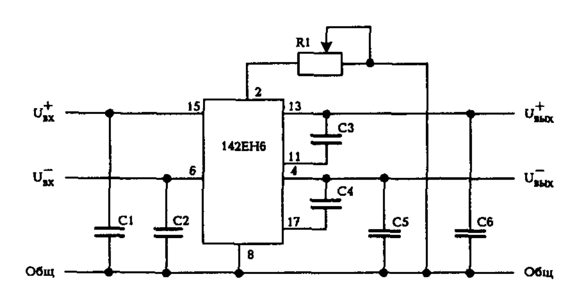


Рис. 2.39. Схема регулировки выходного напряжения каналов для уменьшения напряжения

На рис. 2.41 приведена зависимость максимальной рассеиваемой мощности микросхемы 142ЕН6 от температуры корпуса. Схемы включения микросхемы 142ЕН6 с шунтирующим транзистором и ограничением тока приведены на рис. 2.42 и 2.43.

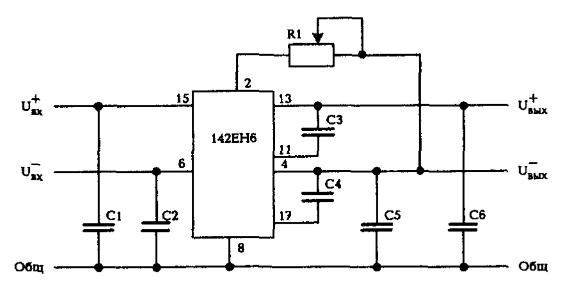


Рис. 2.40. Схема регулировки выходного напряжения каналов для увеличения напряжения

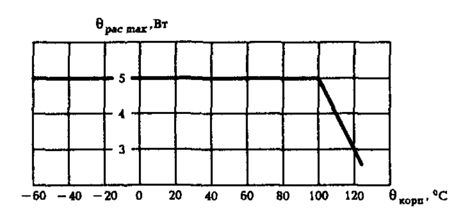


Рис. 2.41. Зависимость максимальной рассеиваемой мощности микросхемы 142ЕН6 от температуры корпуса

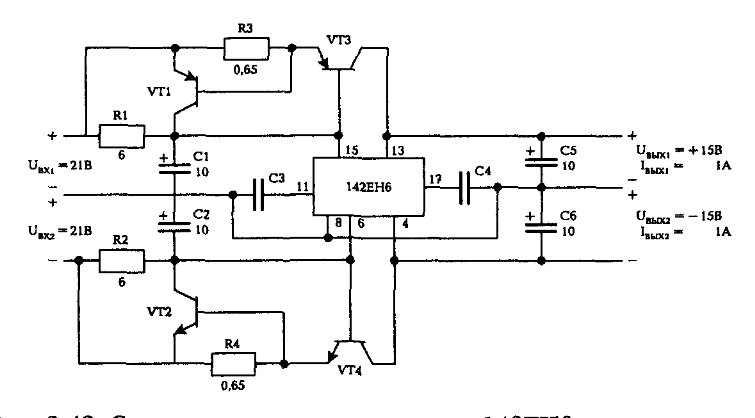


Рис. 2.42. Схема включения микросхемы 142ЕН6 с шунтирующим транзистором и ограничением тока

Основная схема включения микросхемы 142ЕН8 показана на рис. 2.44, где значение емкости конденсатора С1 должно быть не менее 0,68 мкФ. На рис. 2.45 приведена зависимость рассеиваемой мощности от температуры корпуса. Стабилизаторы напряжения с шунтирующим транзистором и ограничением тока с использованием ИМС 142ЕН8 выполняются аналогично схемам на рис. 2.35 и 2.36.

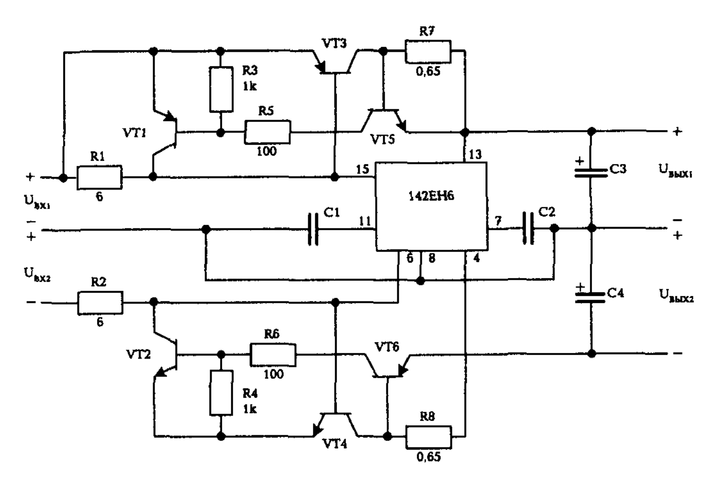


Рис. 2.43. Стабилизатор напряжения с шунтирующим транзистором и ограничением тока

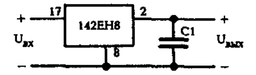


Рис. 2.44. Основная схема включения микросхемы 142ЕН8

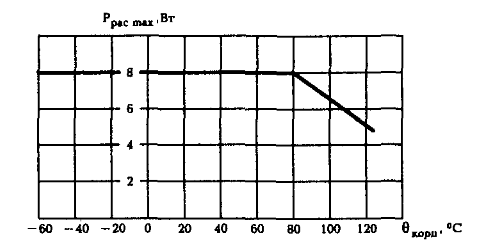


Рис. 2.45. Зависимость рассеиваемой мощности микросхемы 142ЕН8 от температуры корпуса

Рассмотрим расчет схемы на рис. 2.35 с использованием микросхемы 142ЕН при входном напряжении 20 В, выходном напряжении 12 В и выходном токе 5 А. Схема должна обеспечивать ограничение тока на заданном уровне при коротком замыкании в нагрузке. В качестве интегрального стабилизатора напряжения выбираем микросхему типа 142ЕН8Б. Транзистор VT2 выбирается из условия рассеивания им выделяющейся мощности в режиме короткого за-

мыкания нагрузки. Цепь ограничения тока рассчитывается с учетом максимального тока нагрузки 5 А.

При коротком замыкании нагрузки в транзисторе VT2 выделяется мощность

$$P_{VT2} = U_{вх}I_{вых} = 20 \cdot 5 = 100 \text{ Вт}.$$

С учетом разброса параметров компонентов цепи ограничения (напряжения на переходе эмиттер-база транзистора VT1 и сопротивления резистора R1) эту мощность рекомендуется увеличить на 30% и принять

$$P_{VT2} = 1{,}3 \cdot 100 = 130 \text{ Вт}.$$

В качестве транзистора VT2 выбираем прибор 2Т818, статический коэффициент усиления которого $\beta = 10$ при токе коллектора $I_К = 5$ А. Ток базы при этом

$$I_{БVT2} = \frac{I_К}{\beta + 1} = \frac{5}{10 + 1} = 0{,}454 \text{ А}.$$

С учетом разброса параметров напряжения $U_{ЭБ}$ транзистора VT2 и сопротивления резистора R2 увеличиваем ток базы транзистора VT2 на 30%:

$$I_{БVT2} = 1{,}3 \cdot 0{,}451 = 0{,}59 \text{ А}.$$

В качестве транзистора VT1 выбираем прибор типа 2Т208. Для перевода его в открытое состояние падение напряжения на резисторе R1 должно быть не менее 0,65 В. Исходя из этого, сопротивление резистора R1

$$R1 = \frac{U_{ЭБVT2}}{I_{Кmax}} = \frac{0{,}65}{5} = 0{,}13 \text{ Ом}.$$

Минимальный ток нагрузки, превышение которого приводит к переводу транзистора VT2 в открытое состояние, равен $mI_Б$, где коэффициент m выбираем в пределах 0,1...0,9. Если принять $m =$ $= 0{,}2$, то сопротивление резистора R2 составит:

$$R2 = \frac{U_{ЭБVT2}}{mI_{БVT2}} = \frac{0{,}65}{0{,}2 \cdot 0{,}59} = 5{,}5 \text{ Ом}.$$

Основная схема включения интегрального стабилизатора напряжения 142ЕН9 приведена на рис. 2.46.

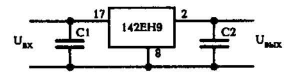


Рис. 2.46. Основная схема включения интегрального стабилизатора 142ЕН9

Входное напряжение микросхемы в диапазоне температур корпуса от минус 60 до +125 °С составляет 40 В. В диапазоне входных напряжений от 40 до 60 В выходное напряжение микросхем может уменьшиться до нуля из-за срабатывания защиты. При всех условиях эксплуатации емкость конденсатора C1 должна быть не менее 0,33 мкФ. Емкость конденсатора C2 = 1 мкФ. Длительность $\tau_{фр}$ фронта входного напряжения должна быть не менее приведенных на рис. 2.47 при C1 = 0,33 мкФ.

Зависимость максимальной рассеиваемой мощности от температуры корпуса приведена на рис. 2.48.

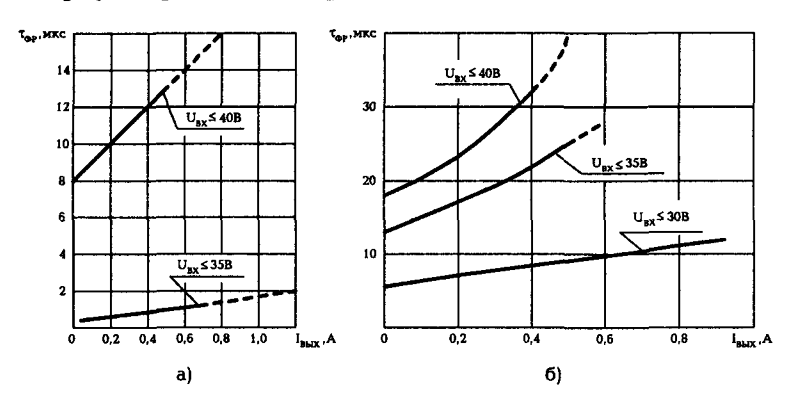


Рис. 2.47. Зависимость длительности фронта входного напряжения от выходного тока при температуре корпуса: а — (25±10) °С; б — 125 °С

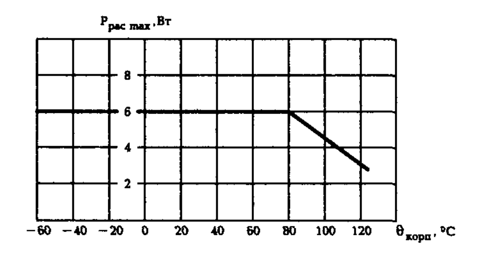


Рис. 2.48. Зависимость рассеиваемой мощности микросхемы 142ЕН9 от температуры корпуса

В микросхеме имеется встроенная защита от короткого замыкания и перегрузки по току. Зависимость выходного напряжения от выходного тока при включении схемы защиты от перегрева кристалла приведена на рис. 2.49. Заштрихованная на рисунке область указывает разброс параметра для 95% микросхем при температуре окружающей среды (25±10) °С и соотношении входного $U_{вх}$ и выходного $U_{вых}$ напряжений:

$$U_{вх} = U_{вых} + 2,5 \text{ В.}$$

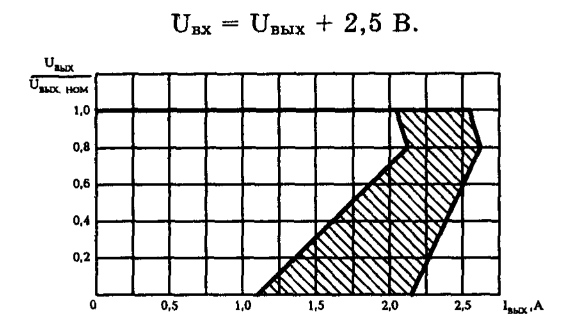


Рис. 2.49. Зависимость выходного напряжения от выходного тока при включении схемы защиты

Основная схема включения интегрального стабилизатора напряжения 142ЕН10 показана на рис. 2.50. При всех условиях эксплуатации значение емкости С1 должно быть не менее 2,2 мкФ для танталовых и не менее 10 мкФ для алюминиевых конденсаторов, а значение емкости С2 должно быть не менее 1 мкФ для танталовых и не менее 10 мкФ для алюминиевых конденсаторов. Допускается применение только электролитических конденсаторов.

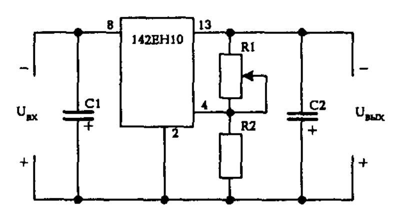


Рис. 2.50. Основная схема включения микросхемы 142ЕН10

Выбор делителя выходного напряжения производится при выполнении следующих условий:

1) ток делителя должен быть не менее (1,5±2,25) мА;

2) сопротивления резисторов R1 и R2 должны определяться зависимостью

$$U_{вых} = \frac{U_{о.с}(R1 + R2)}{R2},$$

где $U_{о.с}$ — напряжение обратной связи на выводе 4,
$U_{о.с}$ = (2,3±0,23) В.

На рис. 2.51 приведена схема включения микросхемы 142ЕН10 внешним сигналом. Сопротивление резистора R1 выбирается в соответствии с соотношением

$$R1 = (U_{выкл} / I_{выкл}) - R_{вн},$$

где $U_{выкл}$ — напряжение источника внешнего сигнала для выключения микросхемы;
$U_{выкл} \geq 3$ В;
$I_{выкл} \geq 1,5$ мА;
$R_{вн}$ — внутренний резистор в микросхеме;
$R_{вн}$ = (1,5±0,3) кОм.

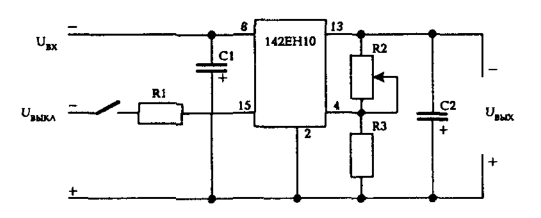


Рис. 2.51. Схема включения микросхемы 142ЕН10 внешним сигналом

Схема включения интегрального стабилизатора 142ЕН10 с внешним транзистором для увеличения выходной мощности показана на рис. 2.52.

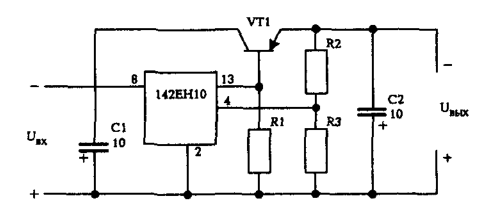


Рис. 2.52. Схема стабилизатора напряжения с внешним транзистором для увеличения выходной мощности

Сопротивления резисторов R1 и R2 определяются по формулам:

$$R1 = U_{вых} / 1{,}5 \text{ мА}, \qquad R2 = R3\left(\frac{U_{вых}}{U_{оп}} - 1\right),$$

где $R3 = 1{,}6$ кОм;
$U_{оп} = 2{,}3$ В.

Схема включения микросхемы 142ЕН10 с шунтирующим транзистором приведена на рис. 2.53. Сопротивление резистора R2 находится из выражения:

$$R2 = R3\left(\frac{U_{вых}}{U_{оп}} - 1\right).$$

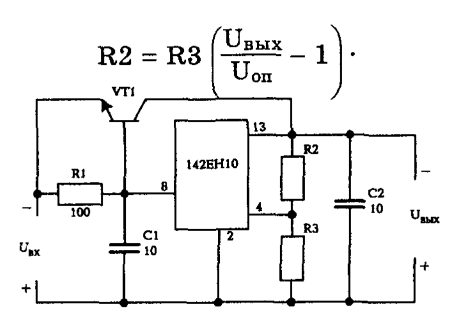


Рис. 2.53. Схема стабилизатора напряжения с шунтирующим транзистором

Основная схема включения интегрального стабилизатора напряжения 142ЕН12 приведена на рис. 2.54. Входное напряжение в диапазоне температур корпуса от минус 60 до 125 °С выбирается в пределах (5...61,3) В. Рассеиваемая мощность при температуре корпуса от минус 60 до 85 °С составляет 8 Вт, при температуре корпуса

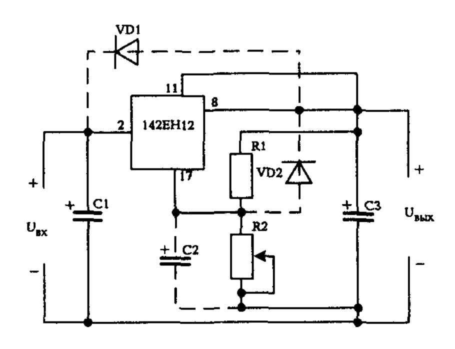


Рис. 2.54. Основная схема включения микросхемы 142ЕН12

125 °С составляет 4 Вт. На рис. 2.55 приведена зависимость коэффициента $k_{сг}$ сглаживания пульсаций от частоты. Эта зависимость характеризует фильтрующие свойства микросхемы при следующих условиях:

$$U_{вх} = 15\ В;\quad U_{вых} = U_{вых\ min};\quad I_{вых} = 10\ мА;$$
$$C1 = C3 = 10\ мкФ.$$

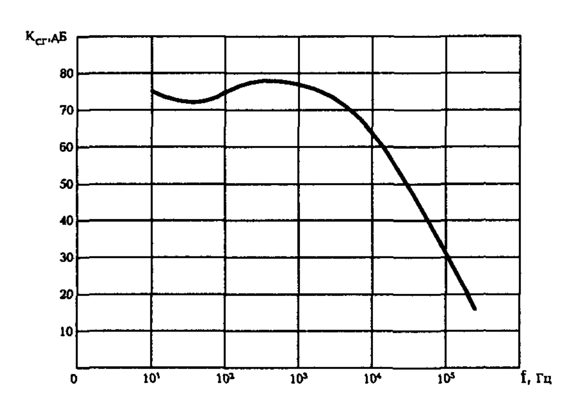


Рис. 2.55. Зависимость коэффициента сглаживания пульсаций от частоты

Основная схема включения микросхемы 142ЕН13 показана на рис. 2.56. Диапазон допустимого входного напряжения от 9 до 25 В. Рассеиваемая мощность при температуре корпуса от минус 60 до 85 °С не превышает 2 Вт, при температуре корпуса 125 °С не превышает 0,8 Вт.

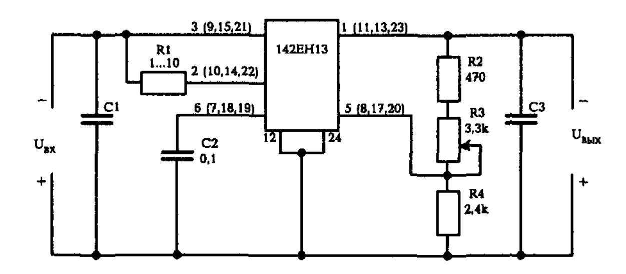


Рис. 2.56. Основная схема включения интегрального стабилизатора напряжения 142ЕН13

Основная схема включения интегрального стабилизатора напряжения 142ЕН16 приведена на рис. 2.57. Входное напряжение выби-

рается в пределах от 10 до 30 В. Рассеиваемая мощность при температуре от минус 60 до 85 °С не превышает 2 Вт, при температуре корпуса 125 °С не превышает 0,8 Вт.

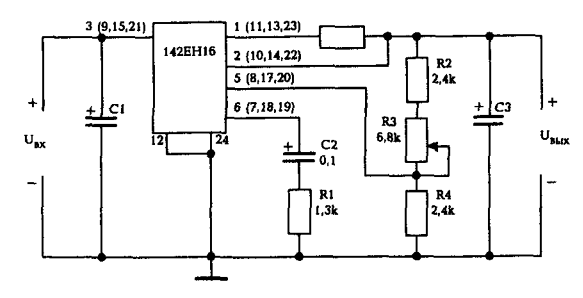


Рис. 2.57. Основная схема включения интегрального стабилизатора напряжения 142ЕН16

Конструктивные исполнения интегральных стабилизаторов напряжения серии 142ЕН

Общий вид микросхем 142ЕН1 и 142ЕН2 показан на рис. 2.58.

Назначение выводов микросхемы (корпус металлокерамический типа 4112.16-15.01): 2 — фильтрация; 4 — вход 2; 6 — опорное напряжение; 8 — общий; 9 — выключатель; 10 и 11 — защита по току; 12 — регулировка выхода; 13 — выход 1; 14 — выход 2; 16 — вход 1. Масса составляет не более 1,4 г.

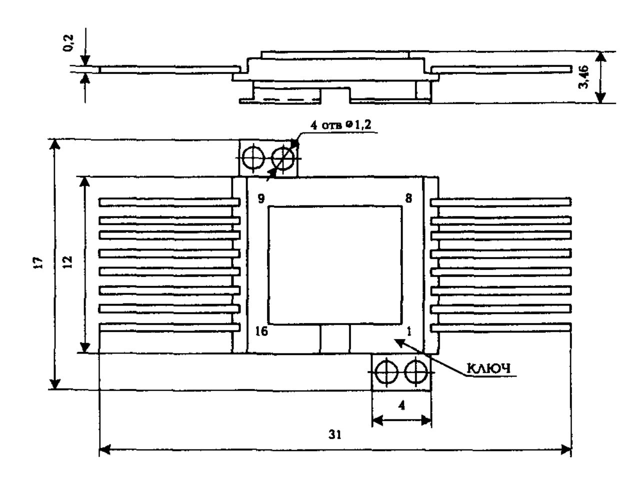


Рис. 2.58. Общий вид микросхем 142ЕН1 и 142ЕН2 в корпусе 4112.16-15.01

На рис. 2.59 приведен общий вид микросхем 142ЕН3, 142ЕН4, 142ЕН6 и 142ЕН10. Назначение выводов микросхемы (корпус металлокерамический 4116.8-3): 2 — защита; 4 — обратная связь; 6 — выключатель; 8 — общий; 11 и 17 — коррекция; 13 — выход; 15 — вход. Масса составляет не более 3 г.

Общий вид микросхем 142ЕН5, 142ЕН8, 142ЕН9, 142ЕН11 и 142ЕН12 показан на рис. 2.60. Назначение выводов микросхемы (корпус металлокерамический 4116.4-3): 2 — выход; 8 — общий; 11 — коррекция; 17 — вход.

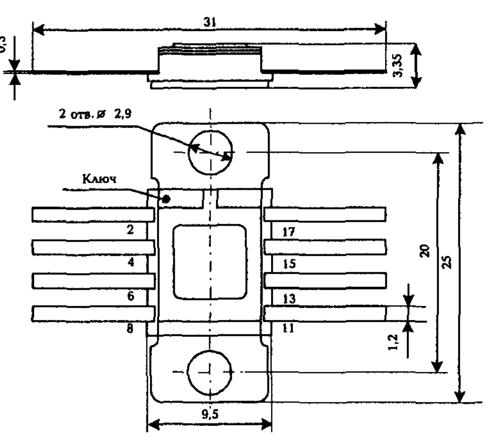


Рис. 2.59. Общий вид микросхем 142ЕН3, 142ЕН4, 142ЕН6 и 142ЕН10

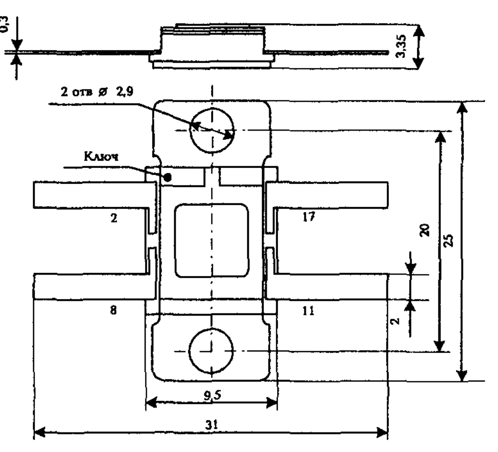


Рис. 2.60. Общий вид микросхем 142ЕН5, 142ЕН8, 142ЕН9, 142ЕН11 и 142ЕН12

На рис. 2.61 приведено конструктивное исполнение микросхем 142ЕН13 и 142ЕН16. Выводы микросхемы имеют следующее функциональное назначение: на выводы 3, 9, 15 и 21 подается напряжение электропитания; выводы 2, 10, 14 и 22 — вход токовой защиты; выводы 1, 11, 13 и 23 являются выходными, выводы 5, 8, 17 и 20 — вход регулировки напряжения (вход сигнала обратной связи с выходного делителя напряжения); выводы 6, 7, 18 и 19 служат для коррекции; выводы 12 и 24 являются общими.

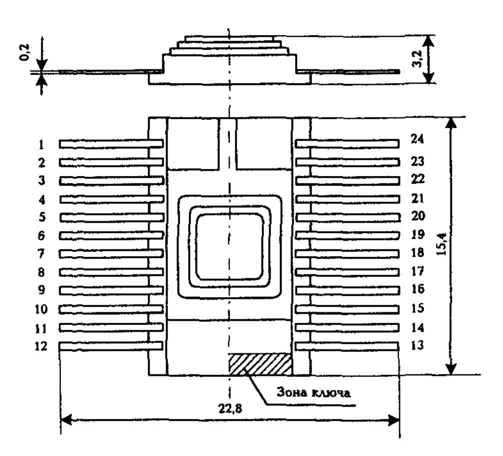


Рис. 2.61. Общий вид микросхем 142ЕН13 и 142ЕН14

Микросхемы серии 142ЕН в бескорпусном исполнении поставляются на общей пластине в соответствии с руководящим документом РД 11.0723-89. Типы бескорпусных микросхем указаны в табл. 2.3.

Таблица 2.3. Микросхемы серии 142ЕН в бескорпусном исполнении

Условное обозначение микросхемы	Обозначение чертежа кристалла	Размеры кристалла, мм × мм
Б142ЕН4-4	3 432.010 СБ	2,3 × 2,3
Б142ЕН5В-4 Б142ЕН5Г-4 Б142ЕН8А-4 Б142ЕН8Б-4 Б142ЕН8В-4 Б142ЕН9А-4 Б142ЕН9Б-4 Б142ЕН9В-4	3.432014 СБ	2,0 × 2,0

При распайке кристаллов микросхем на теплоотвод в составе гибридных сборок рекомендуется использование золотой фольги ЗЛ999,9 толщиной 10 мкм. Теплоотвод должен иметь золотое по-

крытие толщиной не менее 3 мкм. Температура напайки не выше 470 °С в течение времени не более 10 с. В качестве выводов рекомендуется золотая проволока диаметром 0,025 мм марки ЗЛ999,9. Выводы при монтаже рекомендуется присоединять сваркой термокомпрессией при температуре (300...350) °С в течение времени (0,4...0,8) с. Контакт теплоотвода микросхемы с токоведущими элементами аппаратуры не допускается.

Интегральные стабилизаторы напряжения серии КР142ЕН предназначены для менее жестких условий эксплуатации по сравнению с серией 142ЕН. Основные параметры широко применяемых интегральных стабилизаторов серии КР142ЕН сведены в табл. 2.4 и 2.5.

Основная схема включения микросхем типов КР142ЕН1 и КР142ЕН2 приведена на рис. 2.62. Схема использования этих микросхем с раздельным включением показана на рис. 2.63. Для увеличения выходного тока стабилизаторов напряжения применяются внешние транзисторы (рис. 2.64).

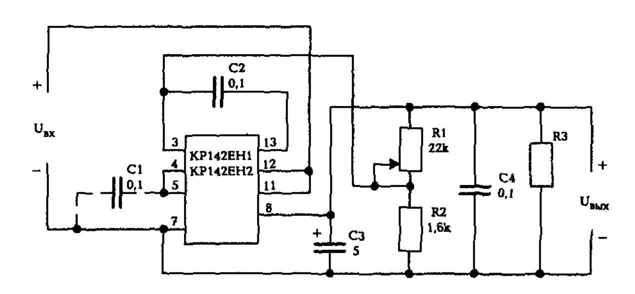


Рис. 2.62. Основная схема включения ИМС типа КР142ЕН1 и КР142ЕН2

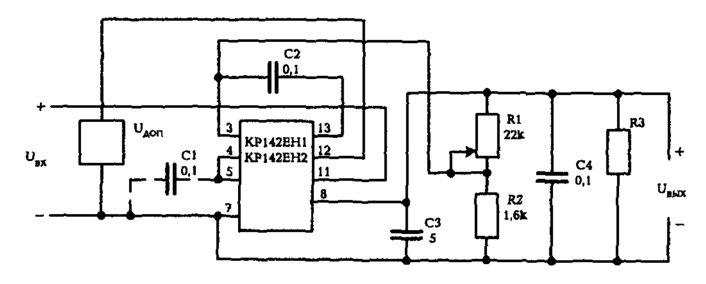


Рис. 2.63. Схема включения ИМС типа КР142ЕН1 и КР142ЕН2 с раздельным электропитанием

Таблица 2.4. Параметры регулируемых интегральных стабилизаторов напряжения серии КР142ЕН

Условное обозначение микросхемы	Классификационные параметры в нормальных климатических условиях				Выходной ток (А) при температуре корпуса (°С)		Минимальное падение напряжения, В	Входное напряжение, В	Условное обозначение корпуса
	Выходное напряжение, В		Нестабильность						
	Минимальное	Максимальное	По напряжению, %/В	По току, %/А (при изменении выходного тока, А, не более)	От минус 10 до 70	От минус 45 до 85			
КР142ЕН1А	3	12	0,3	11,1(0,045)	0,15	—	2,5* 4,5**	не более 20	2102.14-1
КР142ЕН1Б			0,1	4,4(0,045)					
КР142ЕН1В			0,5	22,2(0,045)					
КР142ЕН1Г			0,2	4,4(0,045)					
КР142ЕН2А	12	30	0,3	11,1(0,045)				не более 40	
КР142ЕН2Б			0,1	4,4(0,045)					
КР142ЕН2В			0,5	22,2(0,045)					
КР142ЕН2Г			0,2	4,4(0,045)					
КР142ЕН12А	1,2...1,3	37	0,01	0,2(1,5)	1,5	—	3,5	от 5 до 45	КТ-28-2
КР142ЕН12Б				0,2(4,0)	1,0	—			
КР142ЕН14	2	37	0,018	4,0	0,15	—	2,5* 3**	от 9,5 до 40	2102.14-1
КР142ЕН18А	минус 1,2	минус 26,5	0,03	0,33(1,0)	1,0	—	3,5	от минус 5 до минус 30	КТ-28-2
КР142ЕН18Б			0,03	0,33(1,5)	1,5	—			
КР1151ЕН1А	1,24	17,5	0,04	0,12(9,99)	—	10	рис.	от 3,75 до 20	КТ-43
КР1151ЕН1Б				0,12(4,99)	—	5			

* Для схем с раздельными входными напряжениями.

** Для схем с совместным входным напряжением.

Таблица 2.5. Параметры интегральных стабилизаторов напряжения серии КР142ЕН с фиксированным выходным напряжением

Условное обозначение микросхемы	Классификационные параметры в нормальных климатических условиях			Выходной ток (А) при температуре корпуса (°С)					Минимальное падение напряжения, В	Входное напряжение, В, не более	Условное обозначение корпуса
	Выходное напряжение, В	Нестабильность по напряжению, %/В	Нестабильность по току, %/А (при изменении выходного тока, А, не более)	От минус 45 до 70	От минус 20 до 70	От минус 45 до 100	25	От минус 10 до 70			
КР142ЕН5А	5±1	0,05	1,3 (1,5)	1,5	—	—	—	—	—	15	КТ-28-2
КР142ЕН5Б	6±0,12										
КР142ЕН5В	5±0,18		1,0 (2,0)	2,0							
КР142ЕН5Г	6±0,21										
КР142ЕН8А	9±0,27	0,05	0,67 (1,5)	—	—	—	1,5	—	2,5	35	КТ-28-2
КР142ЕН8Б	12±0,36										
КР142ЕН8В	15±0,45										
КР142ЕН8Г	9±0,36	0,1	1,5 (1,0)				1,0			30	
КР142ЕН8Д	12±0,48										
КР142ЕН8Е	15±0,60										
КР142ЕН9А	20±0,40	0,05	0,67 (1,5)	—	1,5	0,5	—	—	2,5	35	КТ-28-2
КР142ЕН9Б	24±0,48										
КР142ЕН9В	27±0,54										
КР142ЕН9Г	20±0,50	0,1	1,5 (1,0)		1,0					30	
КР142ЕН9Д	24±0,72										
КР142ЕН9Е	27±0,81										
КР142ЕН15А	±15±0,5	0,01	4,0	—	—	—	—	0,1	2,5	±30	2102.14-1
КР142ЕН15Б	±15±0,18							0,2			

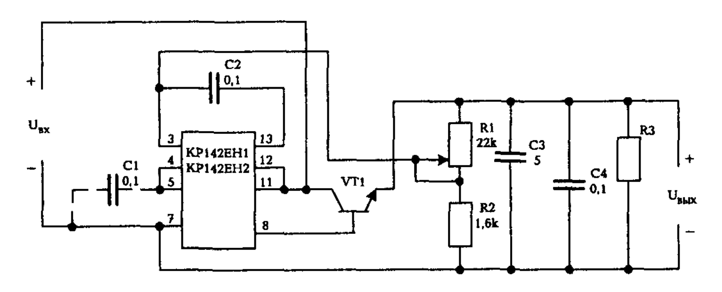


Рис. 2.64. Схема стабилизатора с внешним транзистором для увеличения выходного тока

Основная схема включения микросхемы КР142ЕН5 приведена на рис. 2.65, а ее электрические параметры в табл. 2.6.

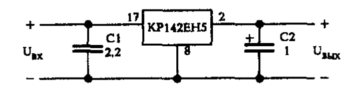


Рис. 2.65. Основная схема включения микросхемы КР142ЕН5

Таблица 2.6. Электрические параметры микросхемы КР142ЕН5

Наименование параметра, единица измерения	Значения параметров								Температура окру чающей среды, °С
	ЕН5А		ЕН5Б		ЕН5В		ЕН5Г		
	не менее	не более	не менее	не более	не менее	не более	не менее	не более	
Максимальное входное напряжение, В	15								От минус 45 до 100
Минимальное входное напряжение, В	В соответствии с рис 2 66								
Выходное напряжение, В	4,90	5,10	5,88	6,12	4,82	5,18	5,79	6,21	25
Максимальный выходной ток, А		1,5		1,5		2,0		2,0	От минус 45 до 70
		1,0		1,0		1,0		1,0	+100
Нестабильность по напряжению, %/В		0,05		0,05		0,05		0,05	От минус 45 до 70
Температурный коэффициент напряжения, %/°С		0,02		0,02		0,03		0,03	
Нестабильность по току, %/А		1,33		1,33		1,0		1,0	25
Ток потребления, мА		10		10		10		10	
Максимальная рассеиваемая мощность, Вт		10		10		10		10	От минус 45 до 70
		5		5		5		5	+100

Зависимость минимального входного напряжения от выходного тока приведена на рис. 2.66. Зависимость максимальной рассеиваемой мощности от температуры окружающей среды показана на рис. 2.67. Типовое значение теплового сопротивления кристалл-корпус составляет 8,3 °С/Вт. Тепловое сопротивление кристалл-среда равно 81,4 °С/Вт.

Основная схема включения стабилизатора КР142ЕН8 на рис. 2.68.

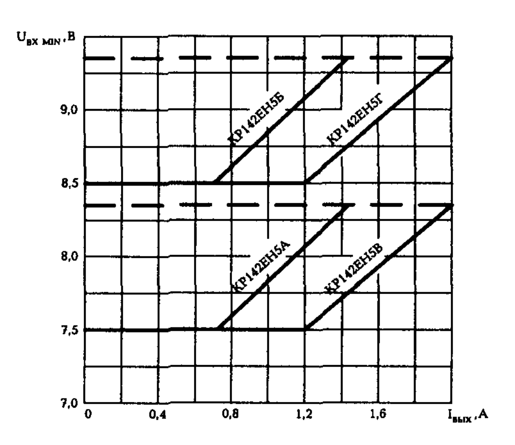


Рис. 2.66. Зависимость минимального входного напряжения микросхемы КР142ЕН5 от выходного тока

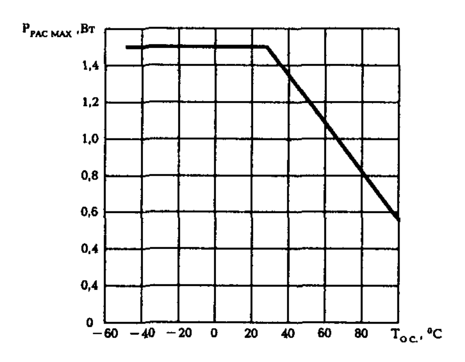


Рис. 2.67. Зависимость максимальной рассеиваемой мощности микросхемы КР142ЕН5 без теплоотвода от температуры окружающей среды

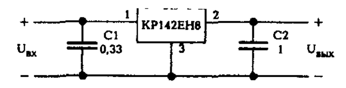


Рис. 2.68. Основная схема включения микросхемы КР142ЕН8

Основная схема включения стабилизатора КР142ЕН9 показана на рис. 2.69. На рис. 2.70 и 2.71 приведены зависимость предельно допустимой мощности рассеивания микросхемы от температуры и зависимость коэффициента сглаживания пульсаций выходного напряжения от частоты.

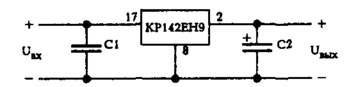


Рис. 2.69. Основная схема включения микросхемы КР142ЕН9

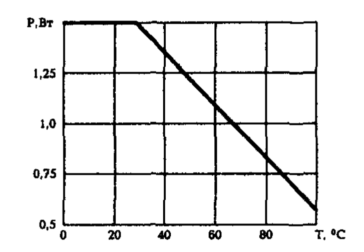


Рис. 2.70. Зависимость предельно допустимой мощности рассеивания микросхемы КР142ЕН9 от температуры

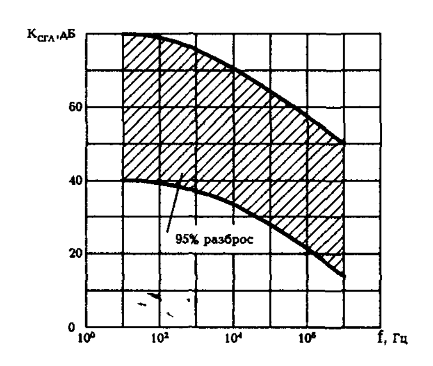


Рис. 2.71. Зависимость коэффициента сглаживания пульсаций микросхемы 142ЕН9 от частоты

Интегральный регулируемый стабилизатор напряжения положительной полярности КР142ЕН12 обеспечивает диапазон выходных напряжений от 1,2 до 37 В. Основная схема включения приведена на рис. 2.72.

Интегральный бескорпусной регулируемый стабилизатор напряжения положительной полярности КБ142ЕН12-2 с выходным на-

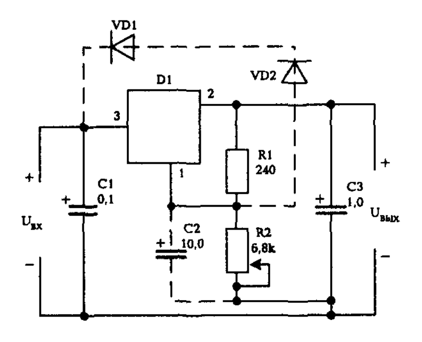


Рис. 2.72. Основная схема включения стабилизатора КР142ЕН12

пряжением от 1,2 до 30 В и выходным током 0,2 А предназначен для установки в гибридные микросхемы источников электропитания. Общий вид стабилизатора показан на рис. 2.73. Он рассчитан на эксплуатацию при температуре от минус 10 до 70 °С. Диапазон входного напряжения составляет (8...40) В. Диапазон выходного тока выбирается в пределах от 0,005 до 0,2 А. Рассеиваемая мощность но должна превышать 1 Вт. Нестабильность по напряжению не более 0,05 %/В, нестабильность по току не превышает 0,5 %/А. Типовая зависимость коэффициента сглаживания пульсаций выходного напряжения от частоты показана на рис. 2.74 при условиях: $U_{вх}$ = 15 В; $U_{вых}$ = $U_{выхmin}$ = (1,2...1,3) В; $I_{вых}$ = 5 мА. Входная и выходная емкости выбираются равными по 10 мкФ.

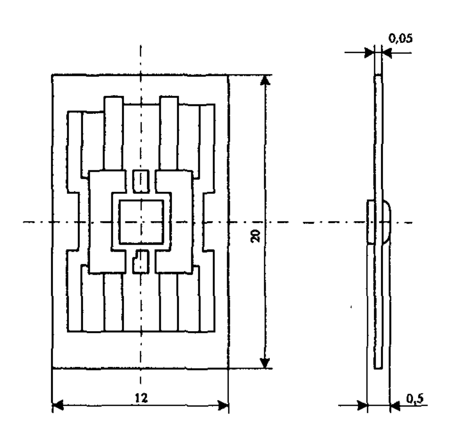


Рис. 2.73. Общий вид бескорпусного стабилизатора напряжения КР142ЕН12-2

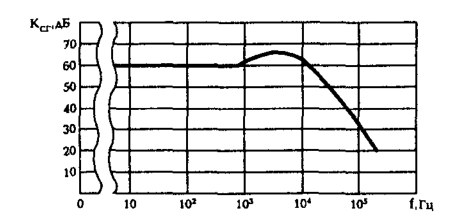


Рис. 2.74. Зависимость коэффициента сглаживания пульсаций $k_{сг}$ от частоты

Интегральный регулируемый стабилизатор напряжения положительной полярности КР142ЕН14 рассчитан на диапазон выходного напряжения от 2,0 до 37 В при выходном токе до 150 мА. Схемы включения микросхемы КР142ЕН14 при эксплуатации приведены на рис. 2.75...2.84.

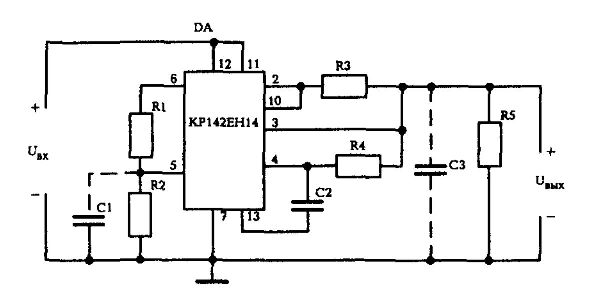


Рис. 2.75. Основная схема включения микросхемы КР142ЕН14 для значений выходного напряжения от 2 до 7 В

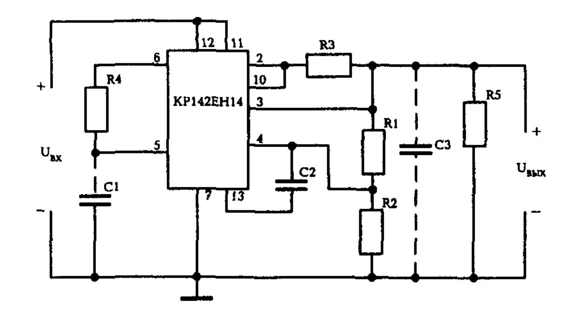


Рис. 2.76. Основная схема включения микросхемы КР142ЕН14 для значений выходного напряжения от 7 до 37 В

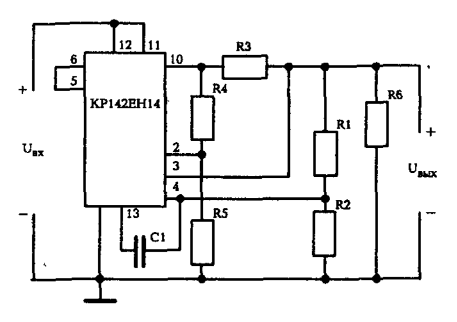


Рис. 2.77. Схема включения микросхемы КР142ЕН14 с использованием внутренней защиты по току

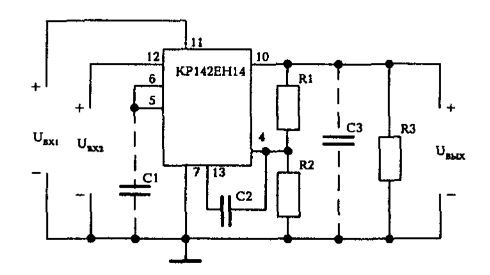


Рис. 2.78. Схема включения микросхемы КР142ЕН14 при использовании отдельного источника электропитания

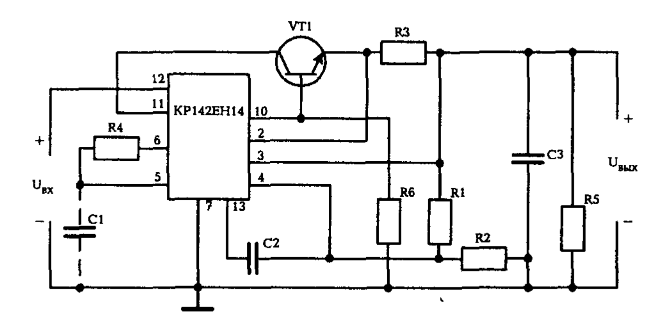


Рис. 2.79. Схема включения микросхемы КР142ЕН14 с внешним умощняющим n-p-n транзистором

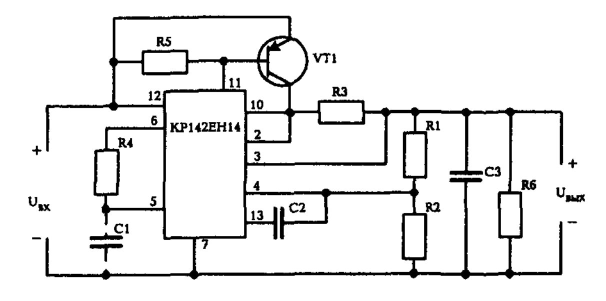


Рис. 2.80. Схема включения микросхемы КР142ЕН14 с внешним умощняющим p-n-p транзистором

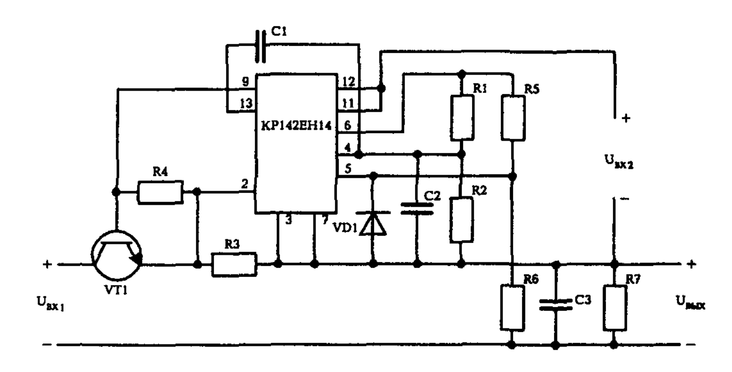


Рис. 2.81. Схема включения микросхемы КР142ЕН14 с регулировкой выходного напряжения в пределах от 0 до ($U_{вх}$ — 1 В), $I_{вых} \geq 10$ мА

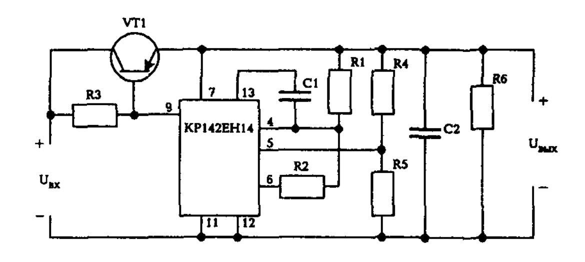


Рис. 2.82. Стабилизатор напряжения отрицательной полярности

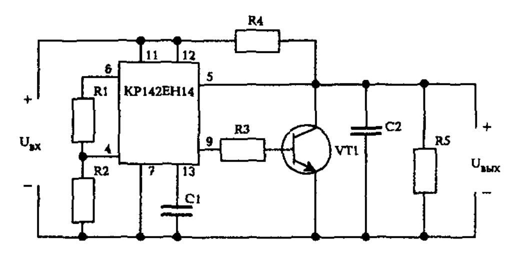


Рис. 2.83. Параллельный стабилизатор напряжения

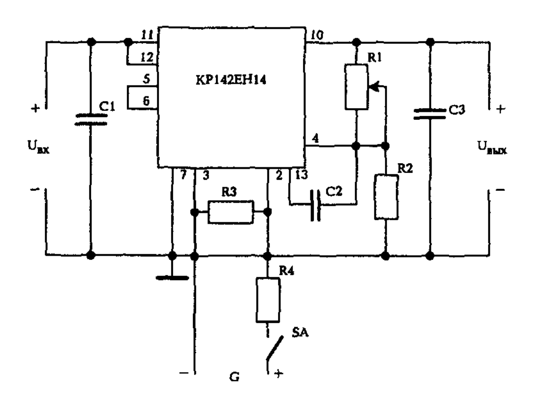


Рис. 2.84. Схема включения микросхемы внешним сигналом

Формулы для расчета выходного напряжения при значении последнего:

от 2 до 7 В

$$U_{вых} = [\ R2\ /\ (R1 + R2)\ ]\ U_{оп};$$

от 7 до 37 В

$$U_{вых} = [\ (R1 + R2)\ /\ R2\ ]\ U_{оп},$$

где R1, R2 — значения сопротивления резисторов делителя напряжения;
$U_{оп}$ = 7,15±0,2 В.

В табл. 2.7 приведены рекомендуемые значения сопротивлений резисторов делителя напряжения для установления выходных напряжений.

Таблица 2.7. Рекомендуемые значения резисторов делителя напряжения для установления выходных напряжений

Выходное напряжение, В	Фиксированное выходное напряжение 5%		Подстройка выходного напряжения ±10%		
	R1, кОм	R2, кОм	R1, кОм	Резистор подстройки $R_п$, кОм	R2, кОм
2,4	4,75	2,40	2,4	0,5	1,0
3,0	4,12	3,01	1,8	0,5	1,2
4,0	3,12	4,02	1,3	0,5	1,8
5,0	2,15	4,99	0,68	0,5	2,0
6,0	1,15	6,04	0,2	0,5	2,0
9,0	1,87	7,15	0,75	1,0	2,7
12,0	4,87	7,15	2,0	1,0	3,0
15,0	7,87	7,15	3,3	1,0	3,0
24,0	16,9	7,15	7,5	1,0	3,0
27,0	19,8	7,15	9,1	1,0	3,0
30,0	22,9	7,15	11,0	1,0	3,0

Для подстройки выходного напряжения делитель, приведенный на схемах включения, заменяют делителем, приведенным на рис. 2.85. Для получения выходного напряжения, регулируемого в диапазонах от 2 до 7 В и от 7 до 37 В, необходимо резистор R1 сделать переменным.

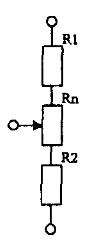


Рис. 2.85. Делитель для подстройки выходного напряжения

Допускается использование других номиналов резисторов, отличающихся от указанных в табл. 2.7, для получения необходимого значения выходного напряжения. При этом выходное напряжение рассчитывают по приведенным выше формулам.

Основная схема включения микросхемы КР142ЕН14 для значений выходного напряжения от 2 до 7 В приведена на рис. 2.75.

Конденсатор опорного напряжения C1 ≥ 1 мкФ, корректирующий конденсатор C2 ≥ 100 пФ, выходной конденсатор C3 ≥ 0,1 мкФ. Конденсаторы C1 и C3 устанавливаются при необходимости и служат для подавления пульсаций и паразитной генерации, для умень-

шения шумов выходного напряжения. Резистор защиты по току выбирается из соотношения:

$$R3 = 0{,}65\ \text{В} / I_{пор},$$

где $I_{пор}$ — ток, превышение которого приводит к срабатыванию защиты по току;

R4 — согласующее сопротивление для уменьшения температурного коэффициента напряжения и для подавления паразитной генерации; рекомендуемое значение $R4 = (R1 \cdot R2) / (R1 + R2)$.

Сопротивление R4 может быть принято равным нулю. На выходе схемы включается резистор нагрузки R5.

Основная схема включения микросхемы КР142ЕН14 для значений выходного напряжения от 7 до 37 В приведена на рис. 2.76. Выбор компонентов производится аналогично схеме на рис. 2.75.

Схема включения микросхемы КР142ЕН14 с использованием внутренней защиты по току показана на рис. 2.77. Сопротивления резисторов R1 и R2 делителя напряжения приведены в табл. 2.7. Резисторы R4 и R5 являются делителем подключения базы транзистора защиты. Резистор R6 является нагрузочным. Емкость корректирующего конденсатора $C1 \geq 100$ пФ. Сопротивления резисторов R3, R4, R5 выбираются согласно формулам:

$$R3 = \frac{U_{вых}}{I_{кз}\,(I + U_{вых} / U_{ЭБ}) - I_{пор}};$$

$$R4 = R5\left(\frac{I_{кз}\,R3}{U_{ЭБ}} - 1\right);$$

$$R5 = \frac{U_{вых} + U_{ЭБ}}{I_{д}};$$

где $U_{ЭБ} = 0{,}65$ В — параметр микросхемы;

$I_{пор}$ — ток в нагрузке, превышение которого приводит к срабатыванию защиты от короткого замыкания;

$I_{д}$ — ток делителя R4, R5; рекомендуется $I_{д} = 0{,}001$ А;

$I_{кз}$ — остаточный ток на выходе микросхемы при коротком замыкании нагрузки, выбираемый из условия: $I_{кз} = (P_{рас}/U_{вх}) - I_{пот}$.

Схема включения микросхемы при использовании отдельного источника электропитания $U_{вх2}$ для значений выходного напряже-

ния от 7 до 37 В показана на рис. 2.78. Напряжение, подаваемое на вывод 11, должно быть не более напряжения, подаваемого на вывод 12, т. е. $U_{вх1} \le U_{вх2}$. Сопротивления резисторов R1, R2 приведены в табл. 2.7. Номиналы конденсаторов: C1 ≥ 1 мкФ; C2 ≥ 100 пФ; C3 = 0,1 мкФ. Резистор R3 служит для подгрузки схемы.

Схема включения микросхемы КР142ЕН14 с умощнением внешним n-p-n-транзистором показана на рис. 2.79. Назначение и номиналы компонентов R1...R5, C1...C3 соответствуют приведенным на рис. 2.76. Сопротивление резистора R6 выбирается из условия:

$$U_{вых} / R6 = 1 \text{ мА}.$$

При расчете схемы включения должны соблюдаться условия:

$$I_{пор} \cdot U_{вх} \le P_{VT},$$

$$\left(\frac{I_{пор}}{h_{21VT}} + I_{пот}\right) U_{вх} \le P_{рас.доп},$$

где $I_{пор}$ — пороговый ток, превышение которого приводит к срабатыванию защиты от короткого замыкания;
h_{21VT} — максимальное значение коэффициента передачи по току транзистора VT1;
P_{VT} — рассеиваемая мощность транзистора VT1;
$P_{рас.доп}$ — предельно допустимая рассеиваемая мощность микросхемы.

Схема включения микросхемы КР142ЕН14 с умощнением внешним p-n-p-транзистором показана на рис. 2.80. При расчете схемы должны соблюдаться условия для схемы на рис. 2.79. Назначение и номиналы компонентов R1...R4, C1...C3 соответствуют приведенным на рис. 2.76. Резистор R5 служит для замыкания тока утечки регулирующего элемента микросхемы (выбирается в пределах 100...200 Ом). Резистор R6 служит для подгрузки схемы.

Схема включения микросхемы КР142ЕН14 с регулировкой выходного напряжения в пределах от 0 до ($U_{вх}$ — 1 В) при токе $I_{вых}$ = = 10 мА показана на рис. 2.81. Назначение и номиналы компонентов R3, C1...C3 соответствуют приведенным на рис. 2.76. Напряжение $U_{вх2}$ дополнительного источника электропитания выбирается в пределах (10...30) В. Сопротивление резистора для замыкания тока утечки регулирующего элемента микросхемы рекомендуется в пре-

делах (200...300) Ом. Сопротивления резисторов R5, R6 делителя выходного напряжения выбираются из условий:

$$\frac{R5 \cdot R6}{R5 + R6} = 1{,}5\ кОм, \quad \frac{U_{вых}}{U_{оп}} = \frac{R5}{R6} - 1.$$

Рекомендуемые значения сопротивлений делителя напряжения:

$$R1 = R2 = 3\ кОм \pm 5\%.$$

Резистор R7 служит для подгрузки схемы.

Стабилизатор напряжения отрицательной полярности на базе микросхемы КР142ЕН14 показан на рис. 2.82. Рекомендуемые значения емкостей конденсаторов: C1 = 100 пФ; C2 ≥ 0,1 мкФ.

Сопротивления резисторов R1 и R2 делителя опорного напряжения выбирются в соответствии с табл. 2.7. Делитель выходного напряжения выбирается из условий:

$$R4 \cdot \frac{R5}{R4 + R5} = 1{,}5\ кОм; \quad \frac{U_{вых}}{U_{оп}} = \frac{R4 + R5}{2R4},$$

при этом $U_{вых}$ должно быть в пределах (9,5...40) В. Сопротивление резистора R3 для замыкания базового тока транзистора VT1 выбирается из условия:

$$R3 = \frac{(U_{вх} - U_{вых})\, h_{21VT}}{I_{нmax}}.$$

Параллельный стабилизатор напряжения на базе микросхемы КР142ЕН14 показан на рис. 2.83. Рекомендуемые значения емкостей конденсаторов: C1 = 5000 пФ; C2 = 0,1 мкФ. Номиналы резисторов R1 и R2 выбираются в соответствии с табл. 2.7.

Сопротивление резистора R3 ддя уменьшения мощности, рассеиваемой микросхемой, определяется в диапазоне от 100 до 1000 Ом. Сопротивление гасящего резистора:

$$R4 = (U_{вх} - U_{вых}) / I_{выхmax}.$$

На выходе схемы включается резистор нагрузки R5.

Схема, обеспечивающая выключение микросхемы внешним сигналом, показана на рис. 2.84, где G — источник внешнего сигнала; SA — ключ для подачи внешнего сигнала. Сопротивление резистора R3 = 2 кОм ± 5%. Сопротивление резистора R4 выбирается из условия протекания в цепи выключения тока не более 3 мА. Значе-

ния емкостей конденсаторов: C1 = 1 мкФ ±20% ; C2 = 100 пФ ±10% ; C3 = 0,1 мкФ ±20% .

Минимальный ток, необходимый для срабатывания схемы выключения, составляет 0,5 мА. Предельно допустимый ток в цепи выключения не превышает 3 мА.

Типовые характеристики микросхемы КР142ЕН14 приведены на рис. 2.86 и 2.87. Пороговый ток $I_{пор}$ на рис. 2.86 рассчитывается по формуле:

$$I_{пор} = \frac{3\,P_{рас}}{U_{вх} - U_{вых}}.$$

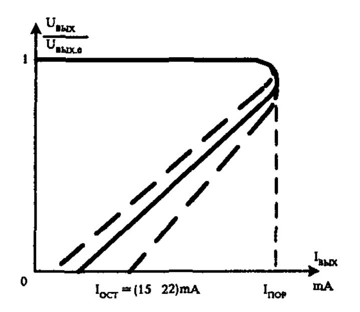


Рис. 2.86. Зависимость выходного напряжения от выходного тока при срабатывании схемы защиты от короткого замыкания ($U_{вх}$ = 40 В; $U_{вых}$ = 30 В)

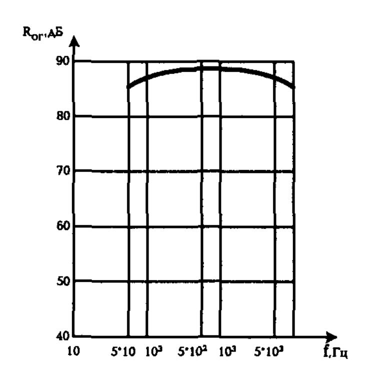


Рис. 2.87. Зависимость коэффициента $R_{сг}$ сглаживания пульсаций от частоты f ($U_{вх}$ = 12 В; $U_{вых}$ = 5 В; $I_{вых}$ = 1,0 мА; θ = 25±10 °С; C1 = 5,0 мкФ)

Основная схема включения интегрального двуполярного фиксированного стабилизатора КР142ЕН15 показана на рис. 2.88.

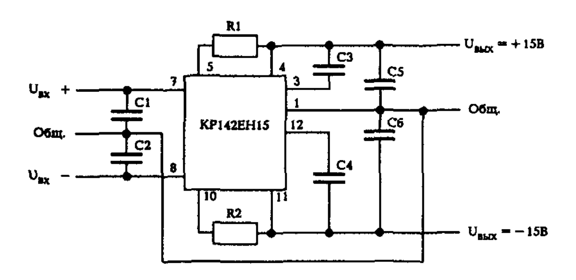


Рис. 2.88. Основная схема включения микросхемы КР142ЕН15

Емкости конденсаторов С1...С4 должны быть не менее 0,01 мкФ, емкости конденсаторов С5 и С6 — не менее 1 мкФ. Рекомендуется выдерживать следующие соотношения емкостей:

$$C5 / C3 = C6 / C4 = 50...100.$$

Схема включения микросхемы КР142ЕН15 с регулируемым выходным напряжением показана на рис. 2.89. Сопротивления переменных резисторов выбираются одинаковыми: R3 = R4 = 33 кОм.

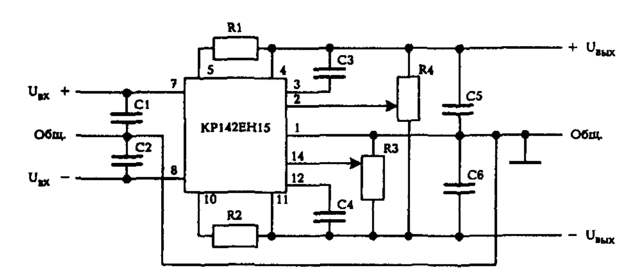


Рис. 2.89. Схема включения микросхемы КР142ЕН15 с регулируемым выходным напряжением

В схеме включения микросхемы КР142ЕН15, показанной на рис. 2.90, применены умощняющие транзисторы VT1 (например, типа КТ818) и VT2 (например, типа КТ819).

Особенностью микросхемы КР142ЕН17 является низкое значение напряжения на регулирующем элементе (0,3 В при токе нагрузки $I_н$ = 40 мА). Интегральные стабилизаторы напряжения выпускаются на выходные напряжения 4,5; 5; 6 В [22]. В качестве регулирующего элемента применен один двухколлекторный p-n-p-транзи-

стор с заданным отношением площадей коллекторов, что позволяет отказаться от применения резистивного датчика тока в цепи нагрузки и дополнительно снизить падение напряжения на проходном транзисторе. При этом исключается влияние цепей токовой защиты на нагрузку.

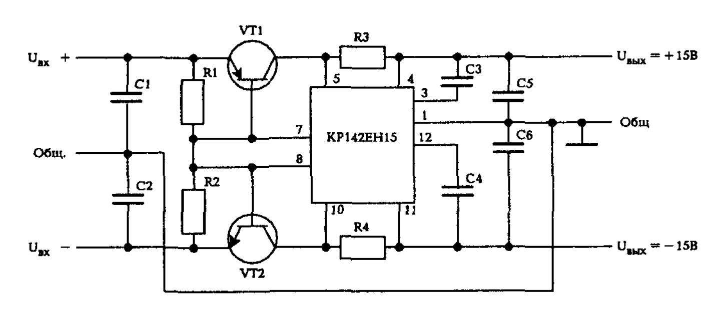


Рис. 2.90. Схема включения микросхемы КР142ЕН15 с умощнением

Функциональная схема стабилизатора напряжения КР142ЕН17 приведена на рис. 2.91, где РЭ — регулирующий элемент; ИОН — источник опорного напряжения; УР — усилитель рассогласования; УТЗ — узел температурной защиты и защиты от перенапряжений; УЗСР — узел задания статического режима. Основные параматры микросхемы для $U_{вых}$ = 5 В:

выходное напряжение от 4,75 до 5,25 В;

нестабильность по напряжению не более 0,02 %/В;

нестабильность по току не более 7 %/А;

минимальное падение напряжения не более 0,3 В;

ток потребления не более 2 мА.

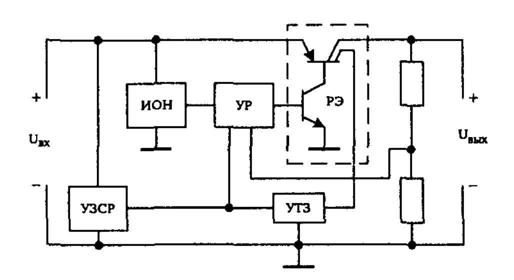


Рис. 2.91. Функциональная схема стабилизатора напряжения КР142ЕН17

Микросхема КР142ЕН19 [23] является регулируемым стабилизатором напряжения параллельного типа. Особенностями этих приборов являются возможность получения низких значений напряжения стабилизации с лучшими параметрами по сравнению с низковольтными стабилитронами, а также возможность регулирования и получения нужного напряжения стабилизации с высокой степенью точности. Опорное напряжение $U_{оп}$ находится в пределах от 2,44 до 2,55 В; динамическое сопротивление не превышает 0,5 Ом; нестабильность опорного напряжения не более 0,12 %/В; мощность рассеивания не более 0,4 Вт. На рис. 2.92...2.94 приведены возможные схемы применения микросхемы КР142ЕН19. Схемы использования микросхемы в качестве источника опорного напряжения показаны на рис. 2.92, а, б. Для схемы на рис. 2.92, а выходное напряжение

$$U_{вых} = (1 + R2 / R3)U_{оп}. \qquad (2.1)$$

Оптимальное значение опорного напряжения составляет 2,5 В. Для схемы на рис. 2.92, б выходное напряжение $U_{вых} = U_{оп}$.

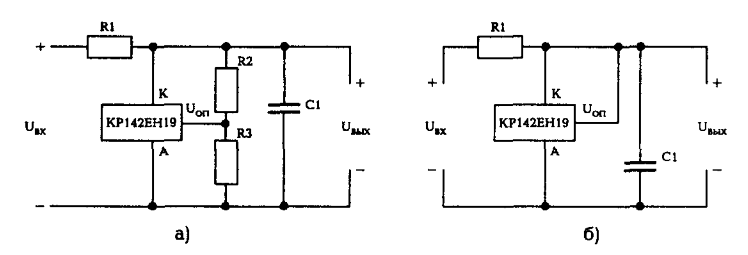


Рис. 2.92. Схемы включения микросхемы КР142ЕН19 в качестве источника опорного напряжения

Схемы регулируемых стабилизаторов напряжения приведены на рис. 2.93. В схеме на рис. 2.93, а выходное напряжение определяется зависимостью (2.1). Схема умощнения микросхемы КР142ЕН19 при выходном напряжении $U_{вых} > 3,5$ В показана на рис. 2.94.

Регулируемые стабилизаторы напряжения 1151ЕН1 и КР1151ЕН1 отличаются большими выходнами токами и широким диапазоном их изменения. Основная схема включения микросхем приведена на рис. 2.95.

Если микросхема удалена от конденсатора С1 основного фильтра более 1,5 м, то рекомендуется применение конденсатора С2. Конденсатор С3 служит для уменьшения зависимости пульсации выходного напряжения от его уровня.

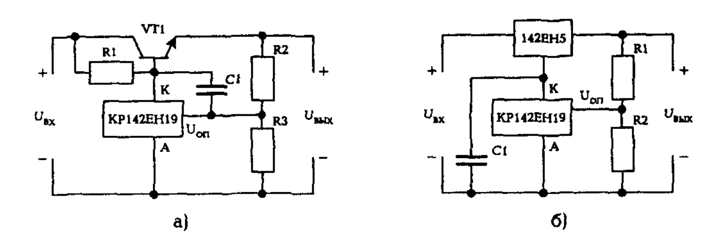


Рис. 2.93. Схемы регулируемых стабилизаторов напряжения

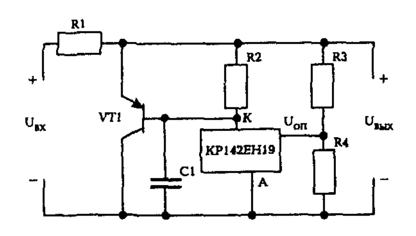


Рис. 2.94. Схема умощнения при $U_{вых} > 3{,}5$ В

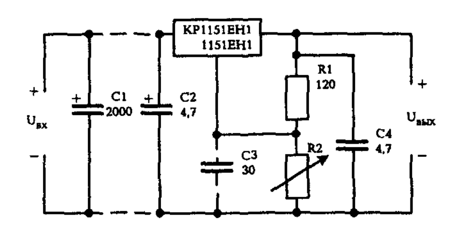


Рис. 2.95. Основная схема включения микросхем КР1151ЕН1 и 1151ЕН

Резисторы делителя напряжения выбираются металлопленочными или проволочными с отклонением напряжения не более ± 1% и с температурным коэффициентом сопротивления не более $30 \cdot 10^{-6}$ 1/°С. Благодаря этому обеспечивается высокая температурная стабильность микросхемы.

Сопротивление резистора R1 не должно быть более 125 Ом. Скорость изменения входного напряжения не должна превышать 0,3 В/мкс, скорость изменения выходного тока не должна превышать 0,2 А/мкс. Зависимости рассеиваемой мощности от температуры корпуса и выходного напряжения показаны на рис. 2.96 и 2.97. Падения напряжения ΔU на микросхеме в зависимости от выходного тока I_0 приведены на рис. 2.98.

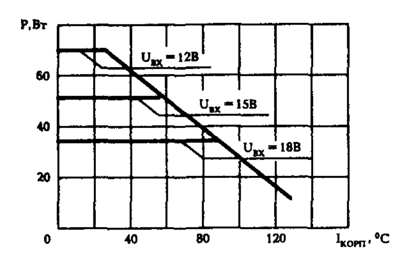


Рис. 2.96. Зависимость рассеиваемой мощности микросхемы КР1151ЕН1 от температуры корпуса

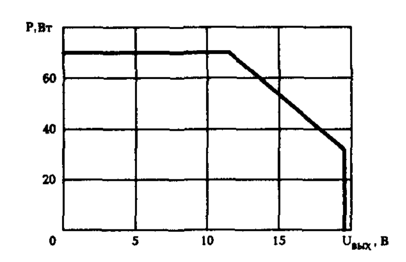


Рис. 2.97. Зависимость рассеиваемой мощности микросхемы КР1151ЕН1 от выходного напряжения при температуре корпуса 25 °С

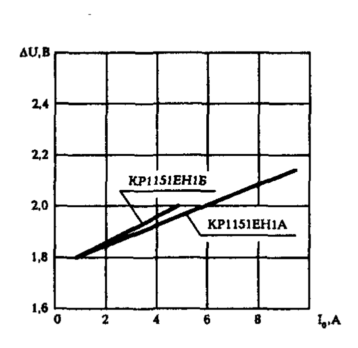


Рис. 2.98. Зависимость падения напряжения на микросхеме КР1151ЕН1 в зависимости от выходного тока

2.2. Примеры выполнения источников электропитания непрерывного действия

2.2.1. Ряд выпрямителей стабилизирующих унифицированных серии ВС6

Выпрямители стабилизирующие (ВС) по характеру воздействия внешних влияющих величин, особенностям конструктивного выполнения и размещения относятся к изделиям, эксплуатируемым в закрытых объемах, защищенным от воздействия выпадаемых атмосферных осадков и солнечной радиации, не работающим на ходу. Работает ВС в условиях принудительной вентиляции со скоростью потока воздуха не менее 1,5 м/с. Выпрямители рассчитаны на входное напряжение 220 В трехфазного тока частоты 400 Гц.

Основные характеристики выпрямителей серии ВС6 приведены в табл. 2.8.

Масса выпрямителей исполнения ВС6-6 не превышает 0,45 кг, масса выпрямителей исполнения ВС6-5 не более 0,63 кг. Нестабильность $\Delta U_{вых}$ выходного напряжения в условиях климатических и механических воздействий и при непрерывной работе не более $\pm 1\%$. Нестабильность выходного напряжения при изменении напряжения сети на $\pm 5\%$ не выше $\pm 0{,}05\%$.

Значение нестабильности определяется по формуле:

$$\Delta U_{вых} = \frac{U_{2вых} - U_{1вых}}{U_{1вых}} 100\%,$$

где $U_{1вых}$ — значение выходного напряжения в нормальных климатических условиях, В;

$U_{2вых}$ — значение выходного напряжения в условиях климатических и механических воздействий и при непрерывной работе.

Значения выходных сопротивлений $R_{вых}$ выпрямителей, приведенные в столбце 6 табл. 2.8, определяются зависимостью:

$$R_{вых} = \frac{U_{вых(о)} - U_{вых(I)}}{I_н},$$

где $U_{вых(I)}$ — выходное напряжение при токе нагрузки $I_н$, В;

$U_{вых(о)}$ — выходное напряжение при отсутствии нагрузки ($I_н$=0).

Переменная составляющая выходного напряжения не более 3 мВ среднеквадратического значения.

Таблица 2.8. Основные характеристики выпрямителей стабилизирующих серии ВС6

N п/п	Наименование	Установленное значение выходного напряжения и допускаемые отклонения, В	Номинальное выходное напряжение и допустимые отклонения в нормальных климатических условиях, В	Номинальный ток нагрузки и допускаемые отклонения, А	Выходное сопротивление, Ом, *не более*	Напряжение срабатывания защиты от перенапряжений и допускаемые отклонения, В	Выходное напряжение при срабатывании защиты от перенапряжений, В, не более	Ток срабатывания защиты от КЗ и допускаемые отклонения, А	Ток фазы, потребляемый от сети, А, *не более*	Наработка на отказ, ч, не менее
1.	ВС6-2-3,0-5	2+0,02	2±0,03	3,0±0,05	0,005	2,8±0,2	0,1	6,0±1,0	0,13	63130
2.	ВС6-5-3,0-5	5+0,02	5±0,05	3,0±0,05	0,005	5,6±0,1	0,2	6,0±1,0	0,17	68800
3.	ВС6-5,2-3,0-5	5,2+0,02	5,2±0,05	3,0±0,05	0,005	5,8±0,1	0,2	6,0±1,0	0,18	68770
4.	ВС6-6-3,0-5	6+0,02	6±0,06	3,0±0,05	0,005	6,7±0,1	0,2	6,0±1,0	0,18	68550
5.	ВС6-9-3,0-5	9+0,02	9±0,08	3,0±0,05	0,006	9,8±0,1	0,3	6,0±1,0	0,22	58360
6.	ВС6-12-2,5-5	12+0,03	12±0,09	2,5±0,04	0,010	12,9±0,2	0,4	5,0±0,8	0,22	40380
7.	ВС6-15-2,0-5	15+0,03	15±0,10	2,0±0,04	0,020	16,2±0,2	0,5	4,0±0,6	0,21	58420
8.	ВС6-20-1,5-5	20+0,03	20±0,12	1,5±0,03	0,025	21,5±0,3	0,6	3,0±0,5	0,20	60960
9.	ВС6-24-1,2-5	24+0,03	24±0,14	1,2±0,02	0,030	25,6±0,3	0,7	2,5±0,5	0,19	52440
10.	ВС6-27-1,2-5	27+0,03	27±0,15	1,2±0,02	0,030	28,6±0,3	0,8	2,5±0,5	0,20	48700
11.	ВС6-48-0,8-5	48+0,05	48±0,30	0,8±0,02	0,070	—	—	1,9±0,3	0,22	24620
12.	ВС6-2,4-1,0-6	2,4+0,02	2,4±0,03	1,0±0,02	0,010	2,8±0,2	0,1	1,8±0,3	0,04	74310
13.	ВС6-5-1,0-6	5+0,02	5±0,05	1,0±0,02	0,010	5,6±0,1	0,2	1,8±0,3	0,05	93390
14.	ВС6-6-1,0-6	6+0,02	6±0,06	1,0±0,02	0,010	6,7±0,1	0,2	1,9±0,3	0,06	88910
15.	ВС6-9-0,8-6	9+0,02	9±0,08	0,8±0,02	0,015	9,8±0,1	0,3	1,6±0,3	0,06	77290
16.	ВС6-12-0,6-6	12+0,03	12±0,09	0,6±0,01	0,020	12,9±0,2	0,4	1,2±0,3	0,06	57650
17.	ВС6-15-0,5-6	15+0,03	15±0,10	0,5±0,01	0,040	16,2±0,2	0,5	1,1±0,3	0,06	70020
18.	ВС6-20-0,4-6	20+0,03	20±0,12	0,4±0,01	0,050	21,5±0,3	0,6	0,9±0,2	0,06	76490
19.	ВС6-24-0,3-6	24+0,03	24±0,14	0,3±0,01	0,070	25,6±0,3	0,7	0,7±0,2	0,05	67130
20.	ВС6-27-0,3-6	27+0,03	27±0,15	0,3±0,01	0,070	28,6±0,3	0,8	0,7±0,2	0,06	60770

Выпрямители типа ВС6 предназначены для эксплуатации при температуре окружающей среды от минус 50 до 65 °С и скорости охлаждающего воздуха 2 м/с.

Ниже рассмотрены типовые представители ряда источников электропитания.

Электрическая схема стабилизатора напряжения ВС6-2-3,О-5 с выходным напряжением 2 В и выходным током 3 А показана на рис. 2.99, перечень компонентов — в табл. 2.9.

Таблица 2.9. Перечень компонентов схемы выпрямителя ВС6-2-3,0-5

Схемное обозначение	Тип компонента
Конденсаторы	
C1, C2, C7	К50-29-25 В-220 мкФ
C3	К50-29-63 В-4,7 мкФ-В
C4	К10-17а-Н90-0,1 мкФ-В
C5	К10-17а-Н90-1,5 мкФ-В
C6	К50-29-16 В-22 мкФ-В
Микросхемы	
DA1, DA2	Микросхема 542НД4
DA3	Микросхема 286ЕП3
DA4	Микросхема 142ЕН1Б
DA5	Транзисторная матрица 1НТ251
Резисторы	
R1	С2-33Н-0,25-1,5 кОм ± 5% А-В-В
R2	С2-33Н-0,25-100 Ом ± 5% А-В-В
R3.. R6	С2-33Н-2,0-56 Ом ± 5% А-Г-В
R7	С2-33Н-1,0-120 Ом ± 5% А-Г-В
R8	С2-33Н-0,125-3,6 кОм ± 5% А-В-В
R9	С2-33Н-0,25-750 Ом ± 5% А-В-В
R10	С2-33Н-0,25-680 Ом ± 5% А-В-В
R11	С2-33Н-0,125-2,4 кОм ± 5% А-В-В
R12	С2-33Н-0,125-680 Ом ± 5% А-В-В
R13	С3-29В-0,125-706 Ом ± 5% -1,0-А
R14	С2-29В-0,25-453 Ом ± 5% -1,0-А
R15	С2-33Н-0,125-3,9 кОм ± 5% А-В-В
R16	С2-29В-0,125-965 Ом ± 0,5% -1,0-А
R17	СП5-16ВА-0,25 680 Ом ± 10%
R18	С2-33Н-0,125-470 Ом ± 5% А-В-В
R19	СП5-16ВА-0,251 кОм ± 10%
R20	С2-29В-0,125-40,2 Ом ± 0,5% -1,0-А
R21	С2-33Н-0,125-30 Ом ± 5% А-В-В
R22	С2-29В-0,125-2,71 кОм ± 0,5% -1,0-А
R23	С2-29В-0,125-6,57 кОм ± 0,5% -1,0-А
R24	С2-29В-0,125-511 Ом ± 0,5% -1,0-А
R25	С2-33Н-0,125-270 Ом ± 5% А-В-В
R26	С5-16МВ-5-0,15 Ом ± 2%

Схемное обозначение	Тип компонента
TV1 ..TV3	Трансформатор однофазный
VD1...VD12	Диод 2Д212Б
VD13, VD14	Стабилитрон 2С175Ж
VD15	Стабилитрон Д818И
VT1, VT5	Транзистор 2Т630А
VT2	Транзистор 2Т3117А
VT3, VT6	Транзистор 2Т819В
VT4	Транзистор 2Т208М
X1	Вилка РШ2Н-2-15

Понижение входного напряжения 220 В до уровня 36 В и гальваническая развязка осуществляются при помощи трех однофазных трансформаторов TV1, TV2 и TV3. Две группы вторичных обмоток (первая и вторая) соединены в звезду и треугольник, на выходе которых включены параллельно два выпрямителя на диодах VD1...VD12. Такое включение обеспечивает двенадцатипульсную форму напряжения на выходе выпрямителей, что облегчает фильтрацию напряжения. В качестве фильтра используются конденсаторы C1 и C2.

Обмотки третьей группы соединены в звезду. На их выходе включен выпрямитель (микросхемы DA1 и DA2). Стабилизатор напряжения с регулирующим транзистором VT1 обеспечивает дополнительным электропитанием микросхему DA4. Установка выходного напряжения производится с помощью резистора R19, установка порога срабатывания защиты от перенапряжения — с помощью резистора R17. Показанные на схеме выводы имеют следующие назначения:

11, 13, 15 — входное напряжение сети,
12 — защита,
7, 8 — стабилизированное напряжение,
2, 3 — минус стабилизированное напряжение,
4 — обратная связь,
5 — минус обратная связь,
10 — минус выпрямленное напряжение,
6 — коллектор,
14 — выпрямленное напряжение,
1 — корпус.

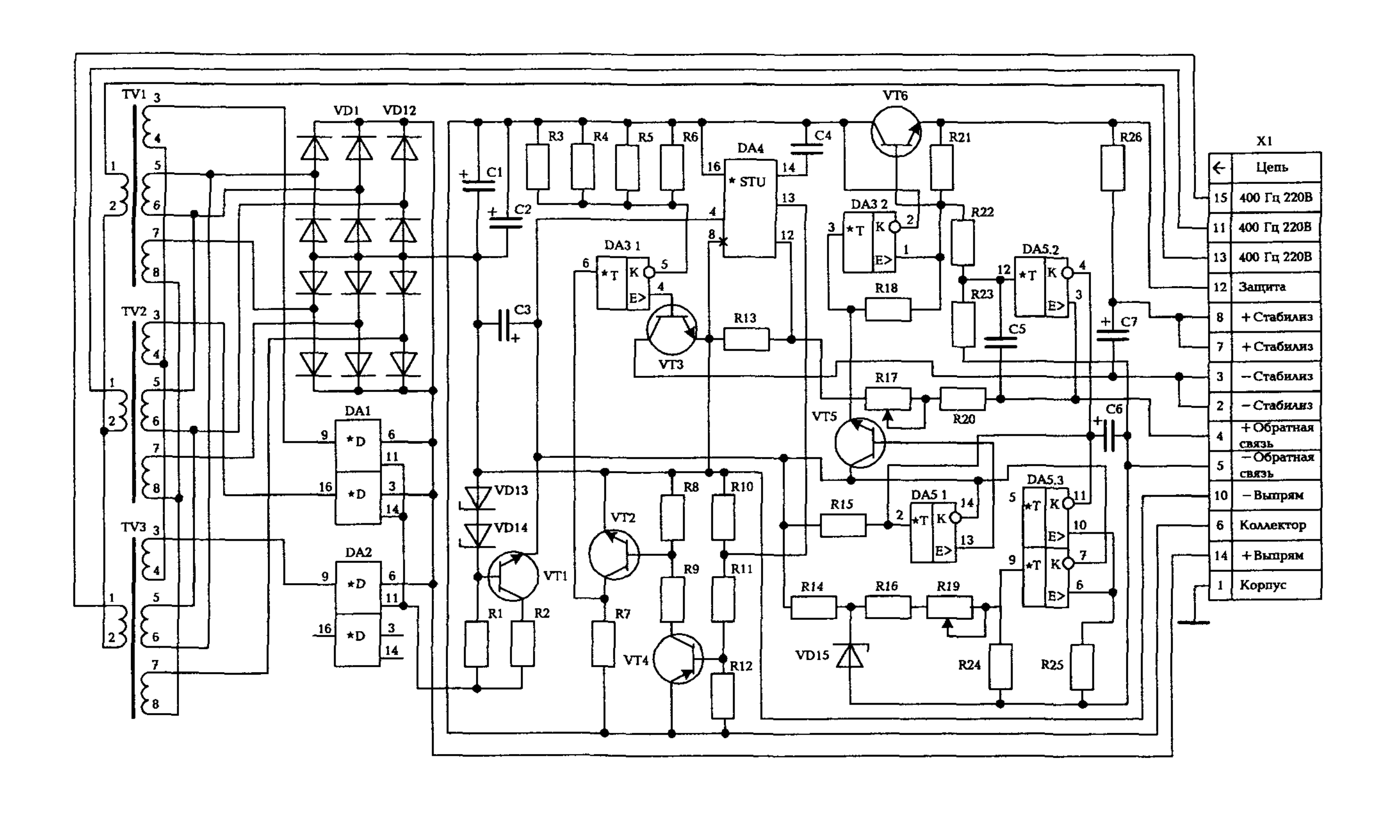


Рис. 2.99. Схема электрическая выпрямителя ВС6-2-3,0-5

Схема стабилизирующего выпрямителя ВС6-27-1,2-5 с выходным напряжением 27 В и выходным током 1,2 А показана на рис. 2.100, перечень компонентов приведен в табл. 2.10.

Таблица 2.10. Компоненты схемы источника электропитания ВС6-27-1,2-5

Схемное обозначение	Тип компонента
Конденсаторы	
C1, C2, C8	К50-29-63 В-100 мкФ -В
C3	К50-29-63 В-4,7 мкФ -В
C4, C6	К10-17а-Н90-0,1 мкФ -В
C5	К10-17а-Н90-1,5 мкФ -В
C7	К10-17а-Н90-0,33 мкФ -В
Микросхемы	
DA1, DA2	Микросхема 542НД4
DA3	Микросхема 286ЕП3
DA4, DA5	Микросхема 142ЕН2Б
Резисторы	
R1	С2-33Н-0,25-5,6 кОм ± 5% А-В-В
R2	С2-33Н-0,25-470 Ом ± 5% А-В-В
R3, R4	С2-33Н-2,0-820 Ом ± 5% А-Г-В
R5, R6	С2-33Н-2,0-1 кОм ± 5% А-Г-В
R7	С2-33Н-1,0-2 кОм ± 5% А-Г-В
R8	С2-33Н-0,125-3,6 кОм ± 5% А-В-В
R9	С2-33Н-0,25-10 кОм ± 5% А-В-В
R10	С2-33Н-0,5-5,6 кОм ± 5% А-В-В
R11	С2-33Н-0,125-10 кОм ± 5% А-В-В
R12	С2-33Н-0,125-680 Ом ± 5% А-В-В
R13, R21	С3-29В-0,125-604 Ом ± 0,5% -1,0-А
R14, R22	СП5-16ВА-0,25 4,7 кОм ± 10%
R15	С2-29В-0,125-57,6 кОм ± 0,5% -1,0-А
R16, R23	С2-29В-0,25-3,01 кОм ± 0,5% -1,0-А
R17	С2-33Н-0,125-470 Ом ± 5% А-В-В
R18	С2-33Н-0,125-30 Ом ± 5% А-В-В
R19	С2-29В-0,125-2,84 кОм ± 0,5% -1,0-А
R20	С5-16МВ-5-0,39 Ом ± 5%
TV1. .TV3	Трансформатор однофазный
VD1...VD12	Диод 2Д212А
VD13	Стабилитрон 2С215Ж
VD14	Стабилитрон 2С218Ж
VT1	Транзистор 2Т630А
VT2	Транзистор 2Т3117А
VT3	Транзистор 2Т208М
VT4, VT5	Транзистор 2Т819А
X1	Вилка РШ2Н-2-15

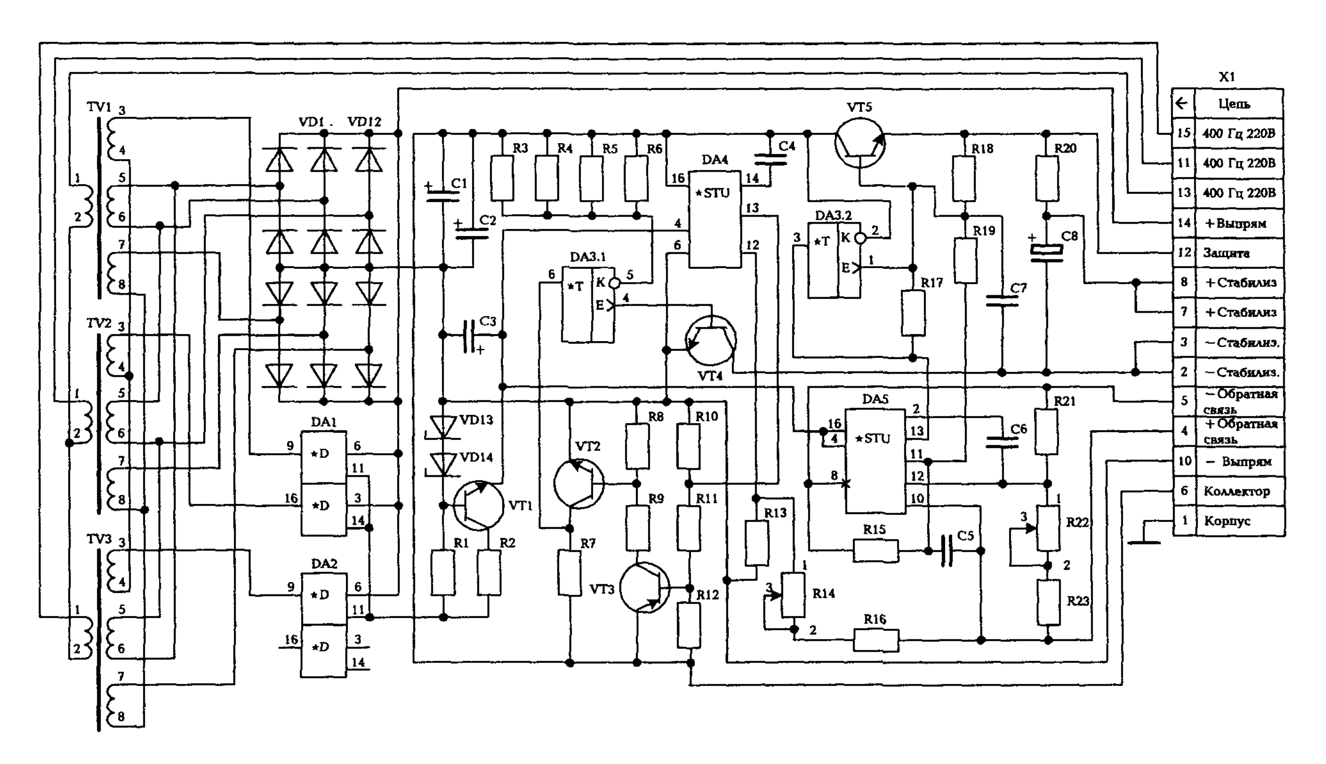


Рис. 2.100. Схема стабилизирующего выпрямителя ВС6-27-1,2-5

Дополнительное электропитание от стабилизатора с регулирующим транзистором VT1 подается на две микросхемы DA4 и DA5. Стабилизация выходного напряжения, а также защита от токов перегрузки обеспечивается при помощи микросхемы DA5, которая через согласующий транзистор микросхемы DA3.2 управляет проходным транзистором VT5. Регулировка выходного напряжения осуществляется при помощи резистора R22.

Защита нагрузки от перенапряжения при выходе из строя проходного транзистора VT5 осуществляется при помощи микросхемы DA4. Сигнал от микросхемы DA4 усиливается транзисторами VT3 и VT2 и подается на базу транзистора DA3.1, который управляет проходным транзистором VT4 в цепи "минус стабилизированное напряжение". Транзистор VT4 в нормальном состоянии находится в режиме насыщения и только в случае срабатывания защиты от перенапряжения переходит в режим отсечки.

На рис. 2.101 показана схема стабилизирующего выпрямителя ВС6-15-0,5-6 с выходным напряжением 15 В и выходным током 0,5 А. Перечень компонентов схемы приведен в табл. 2.11.

Таблица 2.11. Компоненты схемы источника электропитания ВС6-15-0,5-6

Схемное обозначение	Тип компонента
Конденсаторы	
C1	К50-29-63 В-100 мкФ-В
C2	К50-29-63 В-4,7 мкФ-В
C3, C6	К10-17а-Н90-0,1 мкФ-В
C4	К10-17а-Н90-0,33 мкФ-В
C5	К10-17а-Н90-1,5 мкФ-В
C7	К50-29-25 В-100 мкФ-В
Микросхемы	
DA1, DA2	Микросхема 542НД4
DA3, DA6	Микросхема 286ЕП3
DA4, DA5	Микросхема 142ЕН2Б
Резисторы	
R1	С2-33Н-0,25-3,3 кОм ± 5% А-В-В
R2	С2-33Н-0,25-200 Ом ± 5% А-В-В
R3...R5	С2-33Н-1,0-1 кОм ± 5% А-Г-В
R6	С2-33Н-0,5-2 кОм ± 5% А-В-В
R7	С2-33Н-0,125-3,6 кОм ± 5% А-В-В
R8	С2-33Н-0,25-4,7 кОм ± 5% А-В-В
R9	С2-33Н-0,5-2,7 кОм ± 5% А-В-В
R10	С2-33Н-0,125-6,8 кОм ± 5% А-В-В
R11	С2-33Н-0,125-680 Ом ± 5% А-В-В
R12, R19	С2-29В-0,125-604 Ом ± 0,5% -1,0-А

Схемное обозначение	Тип компонента
R13, R20	СП5-16ВА-0,25 2,2 кОм ± 10%
R14	С2-33Н-0,125-470 Ом ± 5% А-В-В
R15	С2-29В-0,125-40,2 кОм ± 0,5% -1,0-А
R16, R21	С2-29В-0,25-2,4 кОм ± 0,5% -1,0-А
R17	С2-29В-0,125-3,24 кОм ± 0,5% -1,0-А
R18	С2-33Н-0,125-56 Ом ± 5% А-В-В
R22	С5-16МВ-1-0,82 Ом ± 5%
TV1...TV3	Трансформатор однофазный
VD1...VD12	Диод 2Д212А
VD13, VD14	Стабилитрон 2С212Ж
VT1	Транзистор 2Т630А
VT2	Транзистор 2Т3117А
VT3	Транзистор 2Т208М
X1	Вилка РШ2Н-2-14

2.2.2. Источники электропитания видеоаппаратуры

Источник электропитания видеомагнитофона SLV-262EE [24] фирмы Sony показан на рис. 2.102. Источник выполнен по схеме с трансформаторным входом и содержит стабилизатор напряжения непрерывного действия. Стабилизатор выполнен на базе интегральной микросхемы типа STK5446, имеющей три выходных напряжения +5, +12 и +13 В. Выходное напряжение +5 В формируется элементами TR3...TR5, R1...R7, C1 и D1. Узел сравнения стабилизатора выполнен на транзисторах TR4 и TR5, образующих дифференциальный усилитель. На вывод 4 микросхемы подается дополнительное напряжение от выпрямителя +55 В с резисторов R5101 и R5102. Опорное напряжение +27 В формируется с помощью стабилитрона D1.

Стабилизатор напряжения +12 В выполнен на составном транзисторе TR2. Схема сравнения и усилитель постоянного тока содержат компоненты TR8, C2, R10 и R11. Опорное напряжение формируется при помощи стабилитрона D4. Входное напряжение стабилизатора поступает на вывод 9 микросхемы от выпрямителя D5101...D5104.

Стабилизатор напряжения +13 В выполнен на базе транзистора TR1. Опорное напряжение складывается из суммы падений напряжений на диодах D2, D3 и выходного напряжения стабилизатора +12 В. Входное напряжение стабилизатора поступает на вывод 7 микросхемы от выпрямителя D5105... D5108.

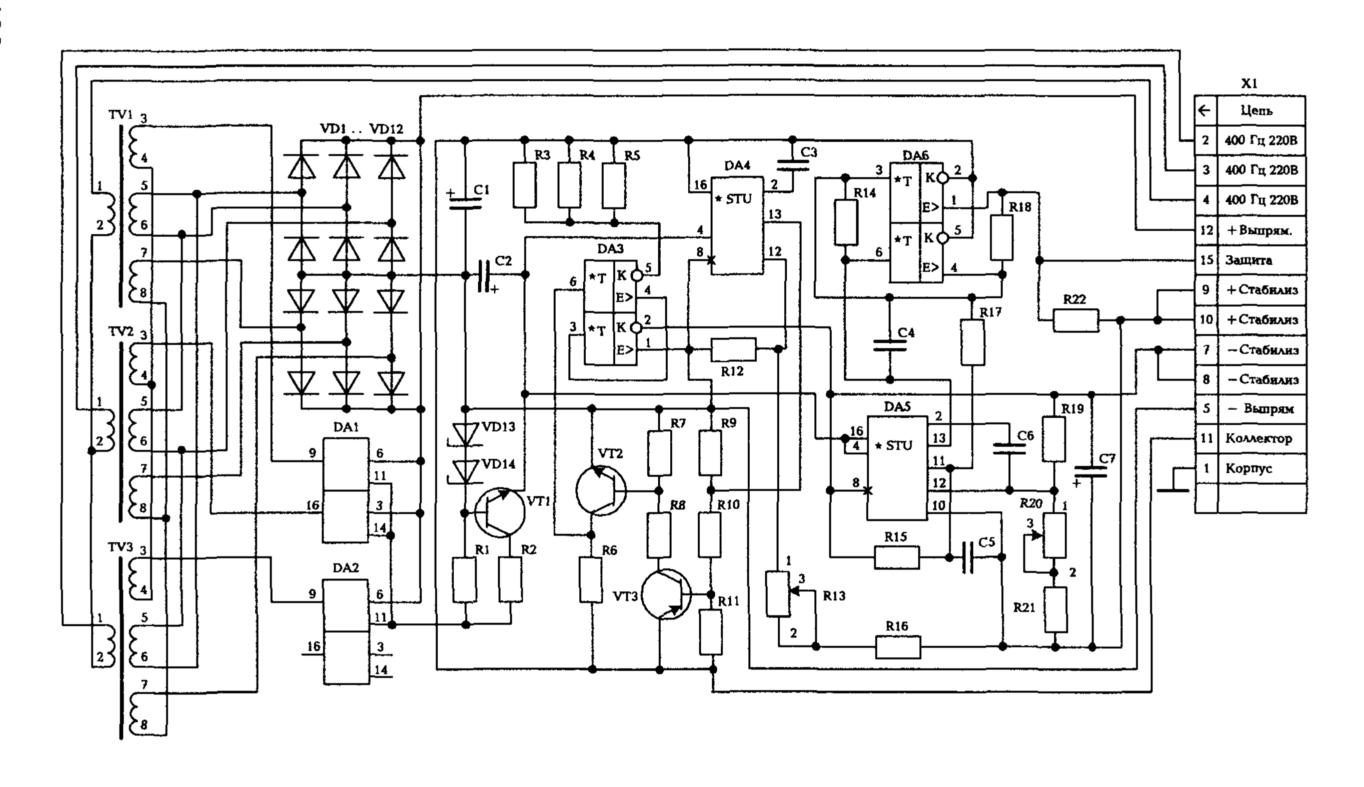


Рис. 2.101. Схема электрическая выпрямителя ВС6-15-0,5-6

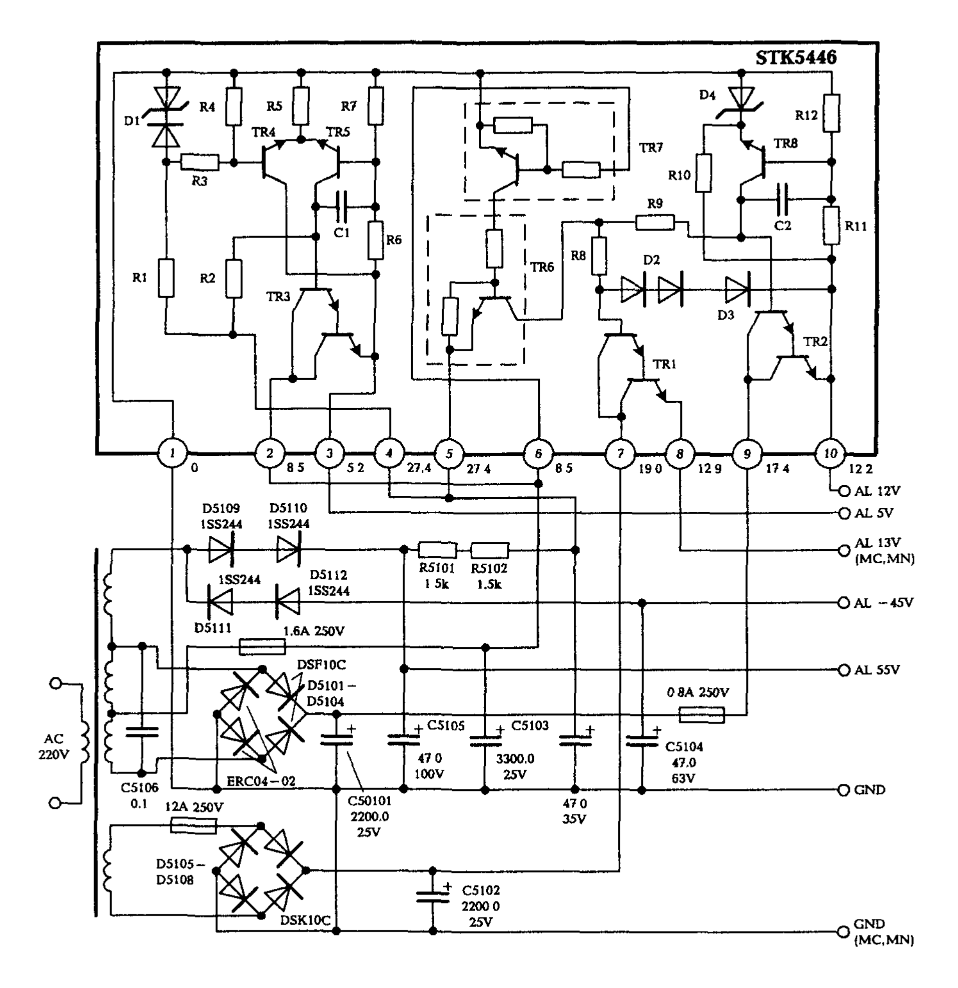


Рис. 2.102. Схема источника электропитания видеомагнитофона SONY SLV262EE

Узел аварийного отключения стабилизаторов +12 В и +13 В при пропадании первичных напряжений +55 В и минус 45 В выполнен на транзисторах TR7 и TR6.

В случае короткого замыкания на выходе +12 В катод диода D3 и база составного транзистора TR1 закорачиваются на корпус, в результате чего транзистор запирается и напряжение на выходе стабилизатора +13 В пропадает.

На рис. 2.103 приведена схема источника электропитания телевизора NOKIA FC-1502SK, в котором напряжения +5 В и минус 29 В формируются каналами непрерывного действия. Стабилизация напряжения +5 В осуществляется на базе микросхемы μPC78M05H. Напряжение на вход микросхемы поступает от выпрямителя, содержащего диодный мост D815, резисторы R852, R851 и конденсаторы C851, C852.

Стабилизатор напряжения минус 29 В выполнен на транзисторах TR852 и TR851. Сумма выходных напряжений микросхемы +5 В и стабилитрона ZD851 используется в качестве опорного напряжения. На регулирующий транзистор TR852 напряжение поступает от диодного моста D851 и сглаживается фильтром R853, C852. На выходе канала минус 29 В установлен дополнительный сглаживающий конденсатор C856. Стабилитрон ZD852 предназначен для защиты нагрузки от перенапряжений.

При аварийном режиме в канале +5 В стабилитрон ZD851 закрывается, опорное напряжение на базе транзистора TR852 исчезает. В результате транзистор запирается и напряжение минус 29 В отключается.

Напряжение от диодного моста D815 используется также для электропитания ключа дежурного режима на транзисторе TR654 и реле RL850. Диод D853 служит для ограничения перенапряжений в цепи катушки реле при ее отключении. Ключ открывается при поступлении в цепь базы транзистора сигнала +5 В с соответствующего выхода процессора системного контроля телевизора.

В дежурном режиме транзистор TR654 закрыт, ключ дежурного режима разомкнут и напряжение электропитания строчной развертки не поступает. В это время электропитание подается от импульсного стабилизатора напряжения, построенного на микросхеме IC601 (STR40115) по схеме блокинг-генератора. При включении телевизора сигналом с процессора системного контроля замыкается транзистор TR654. Напряжение сети поступает на диодный мост D601....D604 через резистор R601. Выпрямленное напряжение сглаживается конденсаторами C803, C804 и подается на вход микросхемы IC601. Вначале импульс тока проходит через конденсатор C805, приоткрытый транзистор микросхемы, первичную обмотку трансформатора T1, конденсатор C809.

Цепь с резистором R604 и конденсатором C808 и вторичная обмотка трансформатора T1 образуют цепь положительной обратной связи, обеспечивающую работу блокинг-генератора в режиме авто-

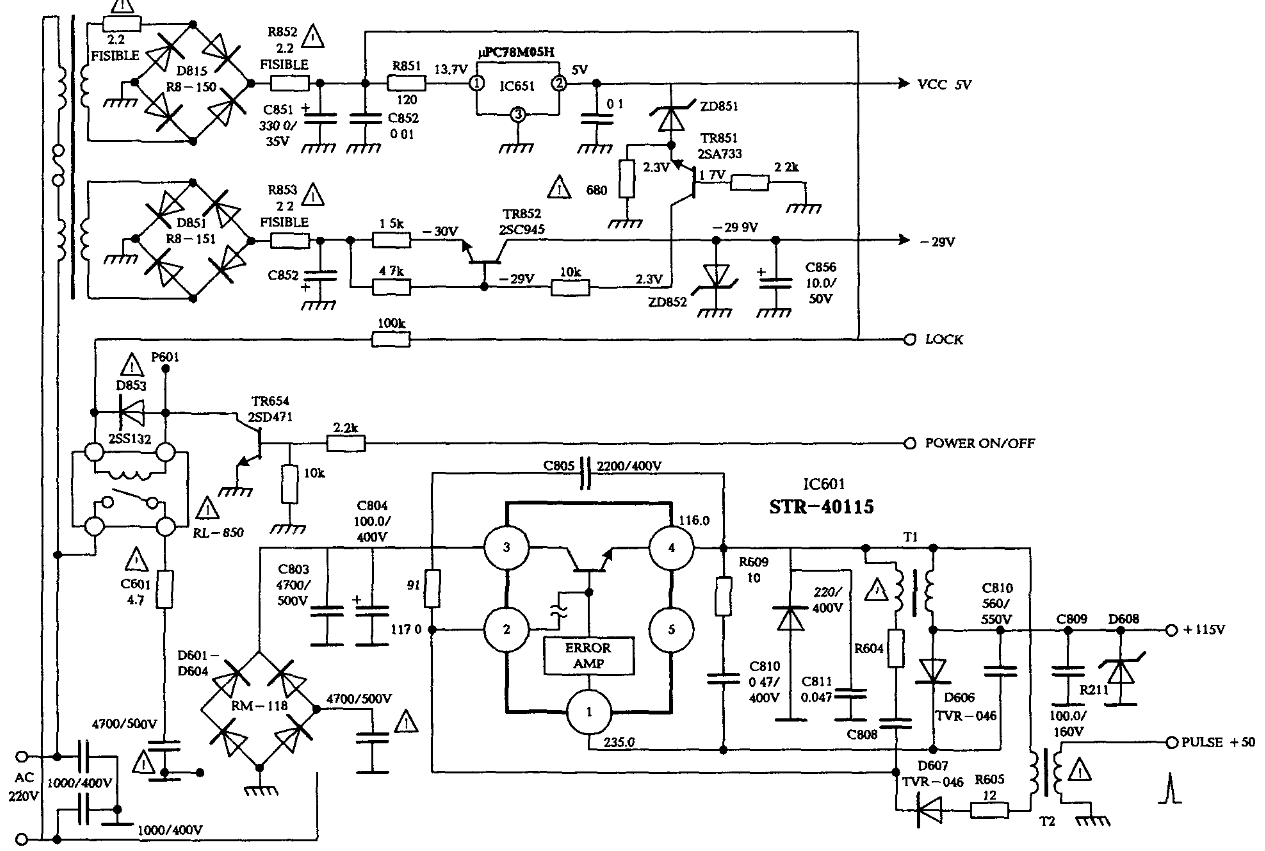


Рис. 2.103. Схема источника электропитания телевизора NOKIA FC-1502SK

колебаний. Напряжение, наведенное во вторичной обмотке, заряжает конденсатор C808 и открывает силовой транзистор.

После перехода транзистора в состояние насыщения прекращается нарастание тока через первичную обмотку трансформатора, полярность напряжений на обмотках изменяется на обратную и происходит быстрое запирание транзистора.

Частота и скважность импульсов блокинг-генератора определяется параметрами силового транзистора, количеством витков вторичной обмотки трансформатора T1, сопротивлением резистора R604 и емкостью конденсатора C808. Амплитуда импульсов блокинг-генератора определяется параметрами цепи отрицательной обратной связи по выходному напряжению. Сигнал обратной связи подается через диод D606 и конденсатор C810 на вход 1 (усилитель ошибки) микросхемы IC601. Управляющий сигнал усилителя ошибки обеспечивает стабилизацию выходного напряжения.

Защиту микросхемы IC601 от импульсов напряжения и тока в переходных режимах осуществляют компоненты R603, C810, D605 и C811, а также конденсатор C805.

Внешние синхронизирующие сигналы поступают на блокинг-генератор с выхода каскада строчной развертки через развязывающий трансформатор T2, ограничительный резистор R605, диод D607 в базовую цепь силового транзистора микросхемы IC601 (вывод 2). Благодаря внешней синхронизации частоты становятся менее заметными импульсы помех на экране телевизора.

Стабилитрон D608 предохраняет от перенапряжений цепи электропитания каскада строчной развертки.

ГЛАВА 3
Источники электропитания импульсного действия

В настоящей главе рассмотрены источники электропитания на базе инверторов, преобразующие напряжение переменного или постоянного тока в напряжение постоянного тока.

Обобщенная структурная схема одноканального источника электропитания приведена на рис. 3.1. Напряжение $U_{вх}$ переменного тока поступает на вход помехоподавляющего фильтра ППФ, предназначенного для снижения высокочастотных помех от источника электропитания в сторону системы электроснабжения и наоборот из системы электроснабжения в сторону источника электропитания и нагрузки.

Возможен вариант, когда напряжение сети поступает на сетевой выпрямитель ВС, а уже затем на помехоподавляющий фильтр, который рассчитан на прохождение выпрямленного или постоянного тока. Если входное напряжение подается от системы электроснабжения постоянного тока, то сетевой выпрямитель исключается из структурной схемы.

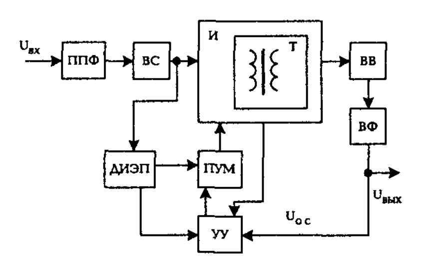


Рис. 3.1. Структурная схема одноканального источника импульсного действия

Напряжение с выхода выпрямителя ВС поступает на вход инвертора И. Инвертор содержит трансформатор Т, который осуществляет гальваническую развязку цепи нагрузки от системы электроснабжения и согласование выходного напряжения источника электропитания и входного напряжения нагрузки. Напряжение от трансформатора поступает на выходной выпрямитель ВВ и далее через выходной фильтр ВФ на нагрузку.

Напряжение обратной связи $U_{о.с}$ с выхода источника электропитания поступает в устройство управления УУ, которое обеспечивает стабилизацию или регулирование выходного напряжения в зависимости от изменения входного напряжения, тока нагрузки и температурной нестабильности параметров компонентов схемы. Для обеспечения защиты источника электропитания от перегрузок и короткого замыкания напряжение обратной связи по току поступает в устройство управления с трансформатора тока или выходного шунта.

Устройство управления может выполняться по различным схемам и отличаться способом регулирования выходного напряжения. При широтно-импульсной модуляции (ШИМ) осуществляется регулирование среднего значения напряжения на выходном фильтре ВФ за счет изменения ширины однополярного импульса в однотактной схеме преобразователя или изменения длительности паузы напряжения инвертора в двухтактной схеме преобразователя при постоянстве частоты преобразования. При частотно-импульсной модуляции осуществляется регулирование выходного напряжения источника электропитания за счет изменения частоты преобразования инвертора при сохранении длительности импульса.

Предварительный усилитель мощности ПУМ обеспечивает управление коммутацией силовых транзисторов инвертора, т. е. формирует заданные открывающий и закрывающий токи базы, а также обеспечивает гальваническую развязку цепей база-эмиттер и база-коллектор транзисторов инвертора от устройства управления.

Дополнительный источник электропитания ДИЭП обеспечивает вспомогательными напряжениями устройство управления и предварительный усилитель мощности. При необходимости в состав источника электропитания вводят устройство обеспечения сервисных функций (контроль выходных напряжений, сигнализацию и др.).

При наличии двух и более выходных каналов обратная связь в схему управления подается лишь с одного выхода. В качестве такого выхода обычно выбирается канал с наибольшей выходной мощностью.

Ниже приведены описания базовых схем однотактных и двухтактных преобразователей напряжения и входящих в их состав узлов.

Сетевой выпрямитель

Сетевой выпрямитель (СВ) источника электропитания с бестрансформаторным входом в общем случае может содержать сетевой помехоподавляющий фильтр СППФ, схему выпрямления В, устройство плавного пуска УПП, низкочастотный фильтр НФ (рис. 3.2).



Рис. 3.2. Структурная схема сетевого выпрямителя

В зависимости от числа фаз входной сети схема выпрямления В может быть трехфазной мостовой, трехфазной со средней точкой или однофазной мостовой. Коэффициент $k_п$ пульсаций на выходе трехфазной мостовой схемы составляет 5,7%, что приемлемо для подавляющего большинства источников электропитания. Поэтому емкость конденсаторов фильтра определяется энергией, которую необходимо накопить для компенсации провалов напряжения сети или компенсации индуктивности монтажа, а также обеспечения рекуперации энергии в сеть.

Однофазный мостовой выпрямитель характеризуется значительным уровнем пульсации ($k_п$ = 67%), что требует применения сглаживающих конденсаторов большой емкости. Емкость конденсатора фильтра на выходе мостового однофазного выпрямителя может определяться (в микрофарадах) согласно выражению:

$$C = \frac{P_н\,(\pi - \arccos k_1) \cdot 10^6}{\pi\,\eta\,U_{cmin}^2\,f_c\,(1 - k_1^2)},$$

где $P_н$ — мощность нагрузки на выходе источника;
$k_1 = (U_{cmin} - U_{пmax}) / U_{cmin}$ — коэффициент, характеризующий максимально допустимый размах пульсаций $U_{пmax}$ выпрямленного напряжения;
U_{cmin} — минимальное значение амплитуды сетевого напряжения;
η — КПД источника;
f_c — частота тока входной сети.

На рис. 3.3 приведена электрическая принципиальная схема сетевого выпрямителя, в табл. 3.1 — его компоненты. Дроссели L1, L2 и конденсаторы C1...C3 образуют сетевой помехоподавляющий фильтр. Выпрямление трехфазного тока производится диодами VD1...VD6. В состав устройства УПП входят тиристор VS1, резисторы R1, R2 и R5, диоды VD7 и VD8, конденсатор C11. Конденсаторы C4...C8 выполняют функции низкочастотного фильтра. Конденсаторы C9, C10 и резисторы R3, R4 образуют емкостный делитель напряжения для получения средней точки при работе на полумостовую схему инвертора. В среднюю точку, т. е. в первичную обмотку силового трансформатора, включен датчик тока, содержащий трансформатор тока TA1, резистор R6 и выпрямительные диоды VD9 и VD10.

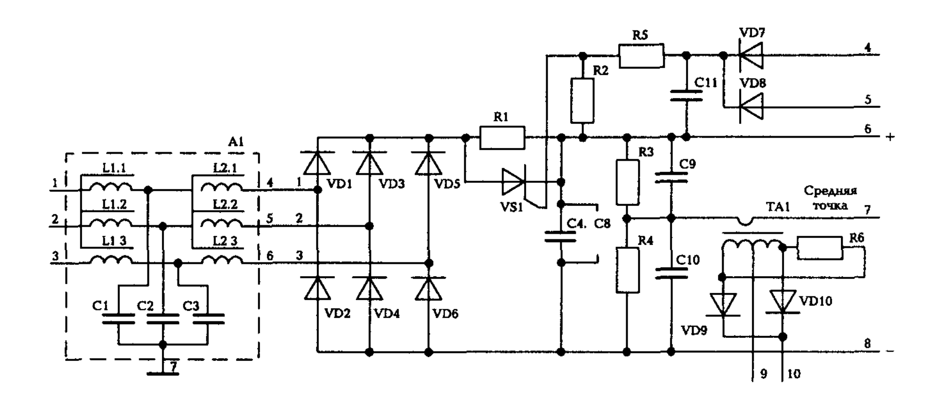


Рис. 3.3. Электрическая схема сетевого выпрямителя

Таблица 3.1. Компоненты схемы сетевого выпрямителя на рис. 3.3

Схемное обозначение	Тип компонента
A1	Сетевой помехоподавляющий фильтр
C1...C3	Конденсатор К73-16-400 В-0,01 мкФ
L1, L2	Дроссель
Конденсаторы	
C4...C8	К50-29В-450 В-22 мкФ
C9, C10	К73-16-250 В-3,9 мкф
C11	К10-17-26-Н90-0,68 мкФ
Резисторы	
R1	С5-16МВ-5 Вт-3 кОм
R2	С2-33Н-0,5-100 Ом
R3, R4	С2-33Н-1-68 кОм
R5	С2-33Н-0,5-43 Ом
R6	С2-33Н-1,0-56 Ом
TA1	Трансформатор тока
VD1...VD6	Диод 2Д220Б
VD7, VD8	Диод 2Д212А
VD9, VD10	Диод 2Д522А
VS1	Тиристор 2Т112-10-6-45

Дополнительный источник электропитания

Выходная мощность вспомогательного источника сравнительно невелика (обычно 2...5 Вт). Такие источники выполняются по различным схемам. На рис. 3.4 приведена схема полумостового инвер-

тора с самовозбуждением, который содержит ненасыщающийся силовой трансформатор TV2 и дополнительный насыщающийся трансформатор TV1. Вторичная обмотка трансформатора TV2 соединена с первичной обмоткой трансформатора TV1, что обеспечивает положительную обратную связь. Для обеспечения надежного запуска инвертора с самовозбуждением введена дополнительная цепочка, содержащая резисторы R1, R2, R3, R4, тиристор VS1, диод VD1 и конденсаторы C1, C2. Возможно исполнение цепочки запуска на однопереходном транзисторе, пример которой приведен на рис. 3.5.

Компоненты схемы на рис. 3.4 приведены в табл. 3.2.

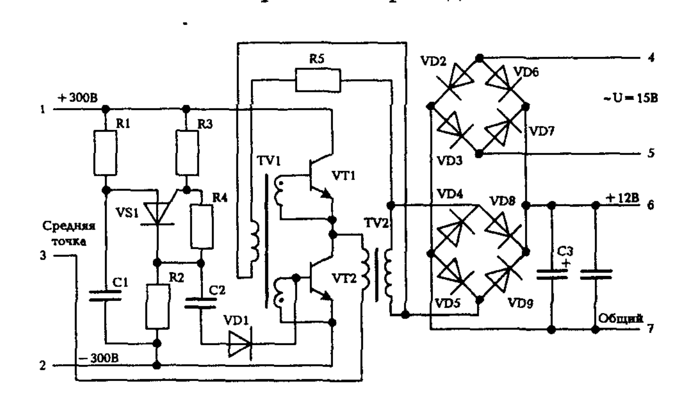


Рис. 3.4. Схема дополнительного источника электропитания

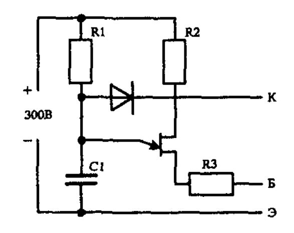


Рис. 3.5. Цепочка запуска с однопереходным транзистором

Таблица 3.2 Компоненты схемы на рис. 3.4

Схемное обозначение	Тип компонента
Конденсаторы	
C1, C2	К10-47а-500 В-3300 пФ ± 20%-Н30
C3	К50-29-25 В-100 мкФ

Схемное обозначение	Тип компонента
Резисторы	
R1	С2-33Н-0,5-1,0 МОм ± 5%
R2, R5	С2-33Н-0,5-1,0 кОм ± 5%
R3	С2-33Н-0,5-270 кОм ± 5%
R4	С2-33Н-0,25-1,0 кОм ± 5%
TV1, TV2	Трансформатор
VS1	Тиристор 2У111А
VD1	Диод 2Д522Б
VD2.. VD9	Диод 2Д212А

3.1. Однотактные преобразователи

Однотактные преобразователи напряжения постоянного тока применяют в тех случаях, когда необходимо уменьшить количество компонентов силовой части схемы и упростить схему управления.

По принципу действия силовой части схемы однотактные преобразователи напряжения могут быть условно разделены на два вида: с обратным включением диода (рис. 3.6) и с прямым включением диода (рис. 3.7) однополупериодного выпрямителя. Принципиальное различие между обоими видами преобразователей заключается в способе передачи электрической энергии от источника в нагрузку [25].

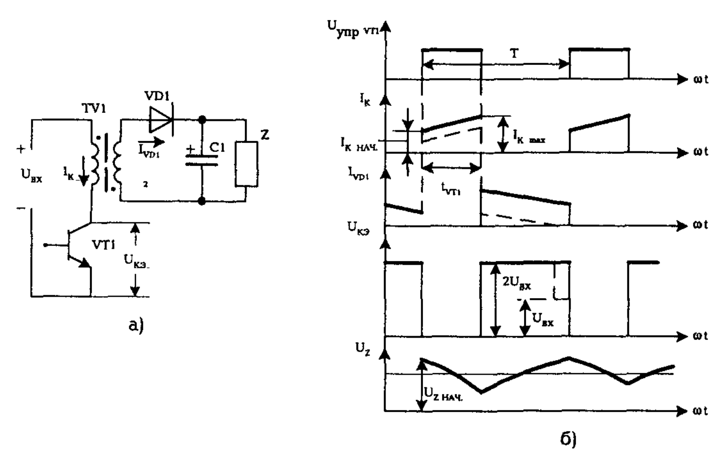


Рис. 3.6. Однотактный преобразователь напряжения с обратным включением диода: а — электрическая схема; б — диаграммы напряжений и токов

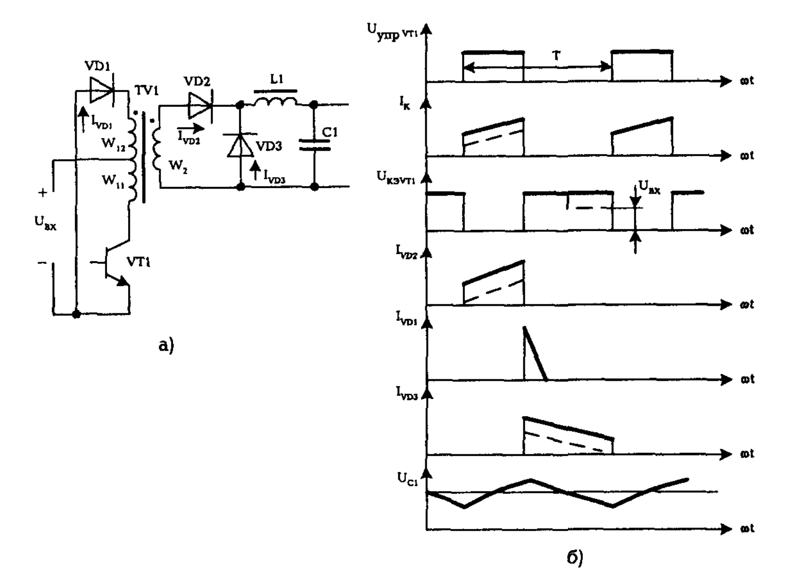


Рис. 3.7. Однотактный преобразователь напряжения с прямым включением диода: а — электрическая схема; б — диаграммы напряжений и токов

У однотактного преобразователя с обратным включением диода (рис. 3.6, а) открытому состоянию силового транзистора VT1 соответствует закрытое состояние выпрямительного диода VD1, вследствие чего энергия от источника входного напряжения постоянного тока накапливается в индуктивности намагничивания силового трансформатора TV1. После перехода транзистора VT1 в закрытое состояние открывается выпрямительный диод VD1, через который накопленная энергия поступает в конденсатор фильтра C1 и нагрузку. Силовой трансформатор в данной схеме выполняет функцию накопителя электроэнергии, поэтому его магнитопровод выполняется с определенным зазором для обеспечения заданного значения индуктивности L.

Временные диаграммы, иллюстрирующие работу преобразователя с обратным включением выпрямительного диода, приведены на рис. 3.6, б. При подаче сигнала управления $U_{упр}$ в базовую цепь транзистора VT1 его коллекторный ток $I_К$ нарастает по линейному закону [26]:

$$I_К = I_{Кнач} + U_{вх} t_{VT1} / L_1, \quad (2.2)$$

где L_1 — индуктивность намагничивания силового трансформатора, приведенная к первичной обмотке;

$I_{Кнач}$ — ток в цепи коллектора транзистора в момент, когда он открывается;

t_{VT1} — время открытого состояния транзистора.

В течение рассматриваемого интервала времени t_{VT1} напряжение U_Z на нагрузке Z, отключенной от входного напряжения $U_{вх}$ закрытым диодом VD1, уменьшается по закону

$$U_Z = U_{Zнач} \exp(-t_{VT1} / ZC1),$$

где $U_{Zнач}$ — напряжение на нагрузке в момент, когда открывается транзистор VT1;

C1 — емкость конденсатора фильтра.

Обычно пульсация напряжения на нагрузке пренебрежимо мала по сравнению с номинальным значением этого напряжения и в расчетах не учитывается.

Во время t_{VD1} открытого состояния диода VD1 уменьшение тока i_{VD1} через диод и тока i_{L2} через индуктивность L_2 намагничивания трансформатора TV1, приведенную к его вторичной обмотке, будет иметь линейный характер:

$$i_{VD1} = i_{L2} = I_{Kmax}(W_1 / W_2) - U_Z t_{VD1} / L2,$$

где W_1 и W_2 — числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора;

I_{Kmax} — максимальный ток коллектора транзистора в момент, когда он закрывается.

За время t_{VD1} ток через диод VD1 и индуктивность намагничивания трансформатора снижается до своего минимального значения. Очевидно, что при работе однотактного преобразователя напряжения возможны два различных режима: режим непрерывного тока в индуктивности намагничивания силового трансформатора и режим прерывного тока.

На рис. 3.6, б режим непрерывного тока показан сплошной линией, режим прерывного тока — пунктиром. В первом случае длительность $t_{закр}$ закрытого состояния транзистора соответствует неравенству

$$t_{закр} < t_{VD1}.$$

К моменту, когда транзистор VT1 открывается в очередной раз, диод VD1 находится в открытом состоянии, а ток через индуктивность намагничивания L_2 достигает своего минимального значения:

$$I_{L2min} = I_{VD1min}(W_1 / W_2) - U_{вх}t_{закр} / L_2 > 0.$$

Во втором случае

$$t_{закр} \geq t_{VD1}$$

и к моменту, когда транзистор VT1 открывается в очередной раз, диод VD1 успевает закрыться.

Граница режимов непрерывного и прерывного токов определяется неравенством

$$L_1 \geq U_{вх}^2 \, t_{VT1}^2 \, / \, [\, 2\, I_Z\, U_Z\, (t_{VT1} + t_{закр})^2 \,].$$

При выполнении этого неравенства в схеме однотактного преобразователя напряжения имеет место режим непрерывного тока, при нарушении неравенства — режим прерывного тока. Режим непрерывного тока обеспечивает параметрическую стабилизацию выходного напряжения преобразователя и более жесткую внешнюю характеристику.

Использование однотактного преобразователя напряжения в режиме прерывных токов дает возможность получать высокие выходные напряжения при сравнительно малых коэффициентах трансформации силового трансформатора, что позволяет использовать его в маломощных высоковольтных источниках электропитания.

Напряжение $U_{КЭ}$, прикладываемое к силовому транзистору в закрытом состоянии, для режима непрерывного тока определяется выражением

$$U_{КЭ} = U_{вх}(1 + t_{VT1} / t_{закр}).$$

Это напряжение может регулироваться изменением длительностей открытого и закрытого состояний транзистора.

Однотактные преобразователи напряжения с прямым включением диода (рис. 3.7, а) характеризуются непосредственной передачей электрической энергии от системы электроснабжения в нагрузку в режиме открытого состояния одновременно обоих полупроводниковых приборов VT1 и VD2. В данном случае магнитопровод трансформатора TV1, как и в схеме на рис. 3.6, а, работает в режиме однополярного перемагничивания по частному гистерезисному циклу.

Временны́е диаграммы, иллюстрирующие работу преобразователя с прямым включением диода, показаны на рис. 3.7, б. Сплошной линией показаны диаграммы для режима непрерывного тока в дросселе фильтра L_1, пунктиром — диаграммы для режима прерывного тока в том же дросселе. При открытом транзисторе VT1 его коллекторный ток определяется при L_1 = L1 выражением (2.2), при этом для режима прерывного тока $I_{Кнач} = 0$.

Для возвращения индукции магнитопровода трансформатора к исходному значению необходимо выполнить условия

$$t_{откр}(W_{12} / W_{11}) \le t_{закр},$$

где W_{11} и W_{12} — числа витков секций первичной обмотки трансформатора.

Максимальное значение тока через возвратный диод VD3 равно

$$I_{VD3max} = (U_{вх}t_{откр} / L_{11})(W_{11} / W_{12}),$$

где L_{11} — индуктивность намагничивания трансформатора, приведенная к секции первичной обмотки с числом витков W_{11} [27].

Для размагничивания магнитопровода силового трансформатора и возвращения его в исходное состояние в однотактном преобразователе напряжения с прямым включением диода могут быть использованы также специальные размагничивающие обмотки, которые через возвратный диод VD1 подключаются ко входу преобразователя. Для лучшего использования трансформатора (т. е. для увеличения изменения индукции ΔB) необходимо иметь при закрытом силовом транзисторе цепь для протекания тока размагничивания магнитопровода. Как правило, это приводит к усложнению схемы в связи с необходимостью введения дополнительных компонентов (маломощного транзистора, конденсатора), использования дополнительных обмоток в трансформаторе, использования дополнительного управляющего сигнала и т. д. При этом максимальное значение напряжения, приложенного к транзистору и выпрямительному диоду, достигает уровня $2U_{вхmax}$.

Уменьшение напряжения на транзисторе можно обеспечить применением однотактной полумостовой схемы преобразователя (рис. 3.8, а) или сдвоенной однотактной полумостовой схемы преобразователя (рис. 3.9, а). Временны́е диаграммы работы этих схем приведены на рис. 3.8, б и рис. 3.9, б.

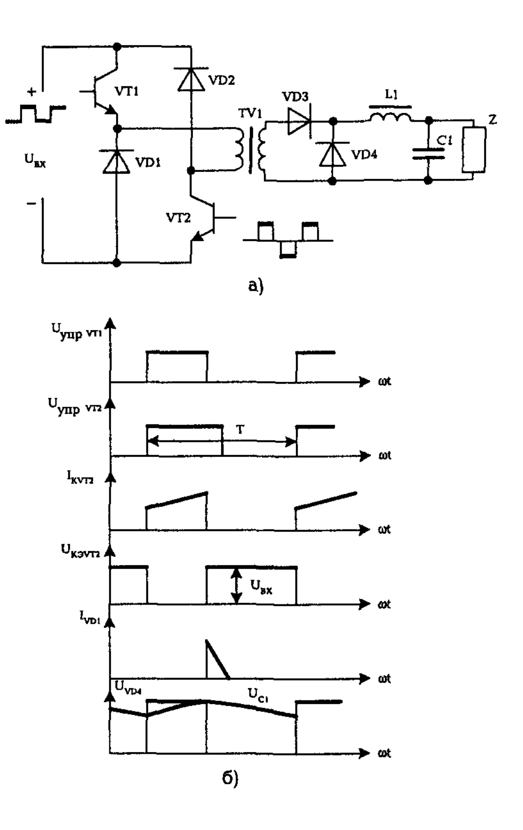


Рис. 3.8. Однотактный полумостовой преобразователь: а — электрическая схема; б — диаграммы напряжений и токов

3.2. Двухтактные преобразователи

Двухтактные преобразователи напряжения постоянного тока выполняются по одной из следующих схем инверторов:

- с отводом от средней точки выходного трансформатора (рис. 3.10);
- мостовой (рис. 3.11);
- полумостовой с отводом от средней точки емкостного делителя входного напряжения (рис. 3.12).

В схеме на рис. 3.10 транзисторы VT1 и VT2 переключаются через полупериод, подключая попеременно входное напряжение к

Рис. 3.9. Сдвоенный однотактный полумостовой преобразователь: а — электрическая схема; б — диаграммы напряжений и токов

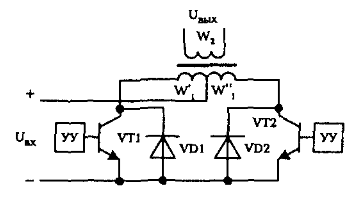


Рис. 3.10. Схема инвертора с отводом от средней точки выходного трансформатора

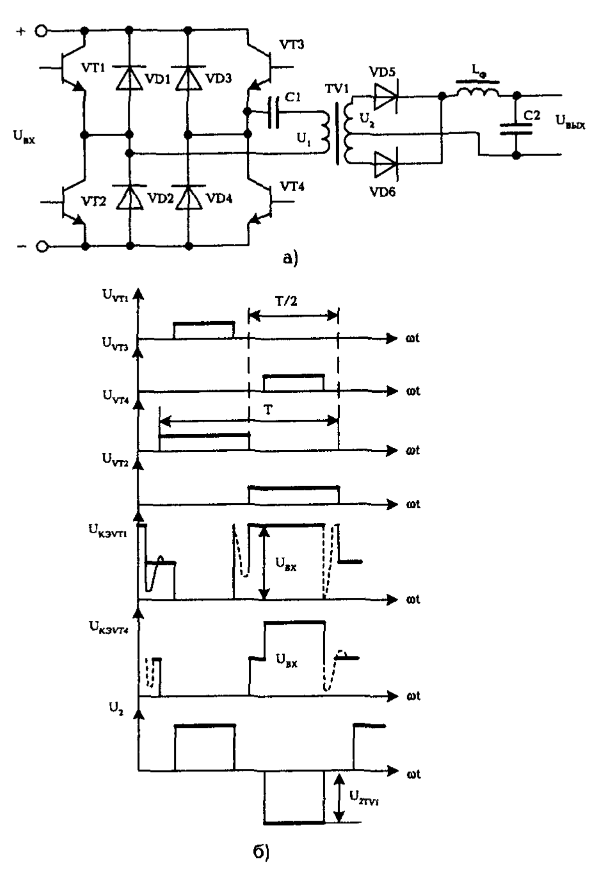


Рис. 3.11. Мостовой инвертор: а — электрическая схема; б — диаграммы напряжений (штриховыми линиями показано влияние паразитных параметров)

одной из полуобмоток трансформатора. В магнитопроводе трансформатора создается переменный магнитный поток, который наводит во вторичной обмотке переменное напряжение прямоугольной формы. Схема рекомендуется при выходной мощности источника электропитания до 100 Вт.

Мостовая схема инвертора содержит четыре транзистора VT1...VT4. В диагональ моста включен трансформатор TV1. Напряжение на закрытых транзисторах в этой схеме не превышает $U_{вх}$. Выбросы напряжения, обусловленные наличием индуктивности рассеивания трансформатора, шунтируются обратными диодами

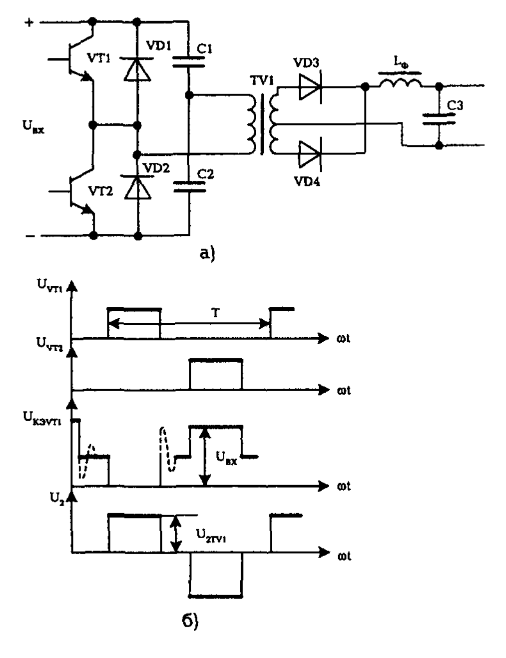


Рис. 3.12. Полумостовой инвертор: а — электрическая схема; б — диаграммы напряжений (штриховыми линиями показано влияние паразитных параметров)

VD1...VD4. Мостовая схема позволяет получить наибольшую выходную мощность по сравнению с двумя указанными выше схемами, поэтому она применяется в преобразователях с выходной мощностью более 500 Вт. Ток коллектора, по которому выбирается тип транзистора мостового инвертора, определяется из соотношения

$$I_{Kmax} = 1{,}1\ P_{вых} / (\eta U_{вхmin} \gamma_{min}),$$

где $P_{вых}$ — выходная мощность преобразователя;
γ — коэффициент заполнения тактового промежутка импульсами.

В мостовой схеме инвертора (рис. 3.11, а) транзисторы VT2, VT4 управляются импульсами U_{VT2}, U_{VT4} длительностью $T/2$, а транзисторы VT1, VT3 — импульсами U_{VT1}, U_{VT3} длительностью $\gamma T/2$ (рис. 3.11, б). Такое управление обеспечивает протекание симметричного переменного тока в первичной обмотке трансформатора. На рис. 3.11, б приведены также диаграммы напряжений $U_{КЭVT1}$,

$U_{КЭVT4}$ на переходах коллектор-эмиттер и напряжения U_2 на вторичной обмотке трансформатора.

К недостаткам мостовой схемы инвертора можно отнести сложность устройства управления в связи с необходимостью использования четырех транзисторов и возможностью намагничивания трансформатора из-за неидентичности параметров транзисторов и устройств УУ1...УУ4 формирования импульсов управления.

Для исключения намагничивания используют схемы ограничения насыщения трансформатора или включают последовательно с первичной обмоткой трансформатора конденсатор C1 с минимальной емкостью

$$C1 \geq 0{,}36\ I_К\ /\ (f_{пр}U_{C\sim}),$$

где $f_{пр}$ — частота преобразования, равная 1/T;
$U_{C\sim}$ — допустимая переменная составляющая для определенного типа конденсатора.

Полумостовая схема инвертора приведена на рис. 3.12, а. Она содержит транзисторы VT1, VT2 в одной цепи и конденсаторы C1, C2 в другой цепи. В диагональ моста, образованного транзисторами и конденсаторами, включен трансформатор VT1. Транзисторы инвертора шунтируются обратными диодами VD1, VD2 для замыкания выбросов напряжения, возникающих при коммутации тока в цепи с индуктивностью рассеивания трансформатора TV1. Транзисторы VT1, VT2 открываются поочередно на время $\gamma T/2$, вследствие чего в форме напряжения на первичной обмотке трансформатора имеется пауза, в течение которой напряжение равно нулю, при этом максимальное значение напряжения близко к $U_{вх}/2$ (рис. 3.12, б).

В течение одного полупериода, когда транзистор VT1 открыт, а транзистор VT2 закрыт, конденсатор C1 разряжается на первичную обмотку трансформатора. В это время конденсатор C2 заряжается. В другой полупериод, при открытом транзисторе VT2 и закрытом транзисторе VT1, конденсатор C1 заряжается, а конденсатор C2 разряжается. Конденсаторы C1 и C2 рекомендуется применять лакопленочные или керамические, допускающие работу на частоте преобразования $f_{пр}$ со значительной пульсацией напряжения.

Минимальные емкости конденсаторов определяются по формуле

$$C1 = C2 = 0{,}2I_{Кmax}\ /\ (f_{пр}U_{C\sim}). \quad (2.3)$$

Максимальное напряжение на коллекторах транзисторов в полумостовой схеме равно $U_{вх}$. Максимальное значение импульсов тока транзисторов в два раза больше по сравнению с мостовой схемой и определяется из соотношения

$$I_{Кимп} = 2{,}2\ P_{вых} / (\eta U_{вх min} \gamma_{max}).$$

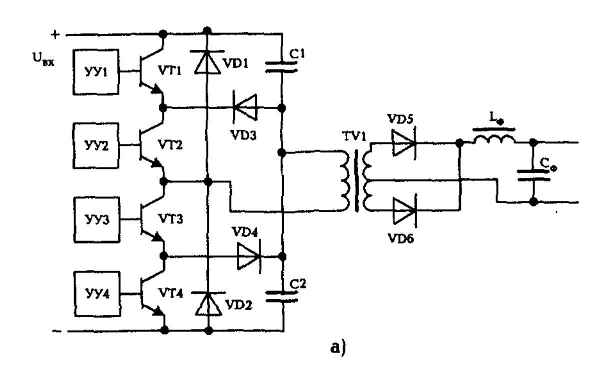
Основным преимуществом схемы является отсутствие подмагничивания магнитопровода трансформатора, вызванного разбросом максимальных значений импульсов разной полярности и их длительностей. Полумостовые схемы рекомендуется использовать при выходной мощности источника электропитания от 100 до 500 Вт в зависимости от типа выбранного транзистора инвертора.

Полумостовая схема инвертора с последовательно соединенными транзисторами VT1...VT4 и возвратными диодами VD3, VD4 показана на рис. 3.13, а. Она позволяет снизить напряжение на закрытых транзисторах до $0{,}5\ U_{вх}$.

Управление транзисторами осуществляется следующим образом. Средние транзисторы VT2 и VT3 управляются от задающего генератора сигналами длительностью T/2. Крайние транзисторы VT1 и VT4 управляются широтно-модулированными сигналами длительностью $\gamma T/2$. В один из полупериодов открыты транзисторы VT1 и VT2, а транзисторы VT3 и VT4 закрыты, напряжение от конденсатора C1 поступает на нагрузку. По окончании рабочего такта транзистор VT1 закрывается, при этом ток в индуктивности нагрузки протекает через открытый транзистор VT2 и диод VD3. Напряжение на закрытом транзисторе в это время будет равно $U_{вх}/2$, так как ток в нагрузке не прерывается, а следовательно, отсутствует перенапряжение.

В следующем такте закрывается транзистор VT2, а открывается VT3, VT4. К нагрузке прикладывается напряжение конденсатора C2.

В последующем такте закрывается транзистор VT4 и открывается транзистор VT3. Ток нагрузки протекает через открытый транзистор VT3 и диод VD4. Перенапряжение при этом не возникает. В данной схеме динамические потери ниже, чем у схемы на рис. 3.12, а. Увеличению КПД способствует рекуперация энергии в нагрузку. Диаграммы напряжений рассматриваемой схемы представлены на рис. 3.13, б. Максимальное значение импульса тока через переходы коллектор-эмиттер транзисторов соответствует максимальному значению тока полумостовой схемы на рис. 3.12, а. Емкости конденса-



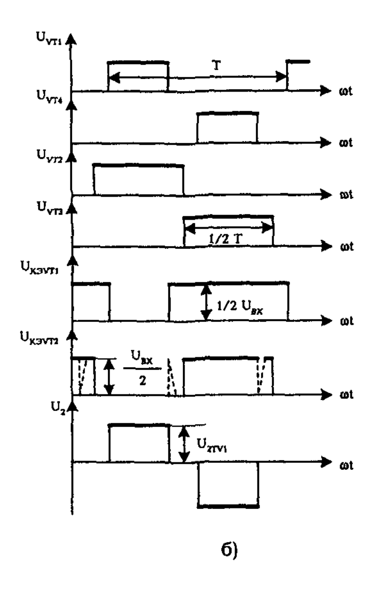


Рис. 3.13. Полумостовой инвертор с четырьмя последовательно соединенными транзисторами: а — электрическая схема; б — диаграммы напряжений (штриховыми линиями показано влияние паразитных параметров)

торов С1 и С2 определяются из выражения (2.3). Недостатком схемы являются увеличенные в два раза статические потери в транзисторах инвертора, а также сложность управления, вызванная применением четырех транзисторов.

Поскольку напряжения на закрытых транзисторах не превышают $U_{вх}/2$, то использование схемы инвертора целесообразно в источниках электропитания с повышенным входным напряжением (380 В и выше) или с высокими требованиями к показателям надежности. Данную схему инвертора рекомендуется применять в источниках электропитания с выходной мощностью свыше 300 Вт.

3.2.1. Устройство управления двухтактного преобразователя

В устройствах управления источников импульсного действия широкое применение находят микросхемы типов 1114ЕУ1, 1114ЕУ3, КР1114ЕУ4 и другие российского производства, а также интегральные микросхемы зарубежных фирм типов TL494, IR3M02, mA494, KA7500, MB3759 и др.

Структурная схема ИМС типа 1114ЕУ1 приведена на рис. 3.14. В ее состав входят: непрерывный стабилизатор напряжения НСН, компаратор повышения напряжения $+\Delta U$, компаратор понижения напряжения $-\Delta U$, генератор пилообразного напряжения ГПН, компаратор широтно-импульсной модуляции ШИМ, усилитель рассогласования УР, триггер-фазорасщепитель ТФ, компаратор токовой защиты ТЗ, логические элементы ЛЭ1 и ЛЭ2, транзисторы VT1 и VT2.

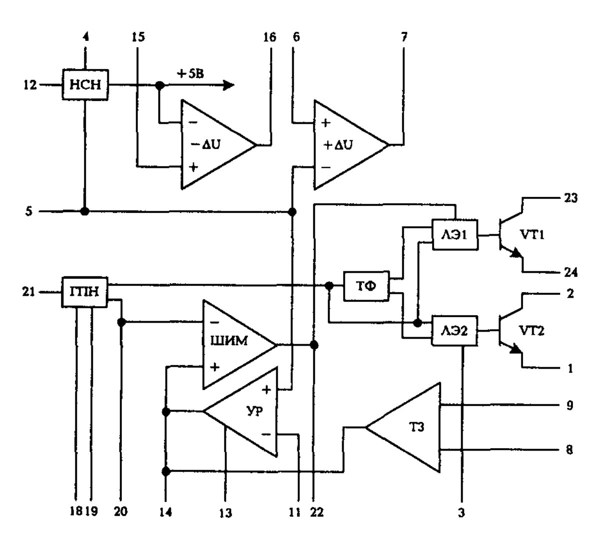


Рис. 3.14. Структурная схема ИМС типа 1114ЕУ1

На рис. 3.15 показана схема включения микросхемы типа 1114ЕУ1 для управления двухтактным регулируемым преобразователем с внешней синхронизацией. Схема может выполнять следующие функции: формирование опорного напряжения, усиление сигнала ошибки, формирование пилообразного напряжения, широтно-импульсную модуляцию напряжения, формирование двухтактного выхода, защиту от сквозных токов, ограничение тока (защиту от перегрузок), управление (включение, выключение), работу от внешних синхроимпульсов, формирование частотной характеристики, обеспечение "плавного" пуска.

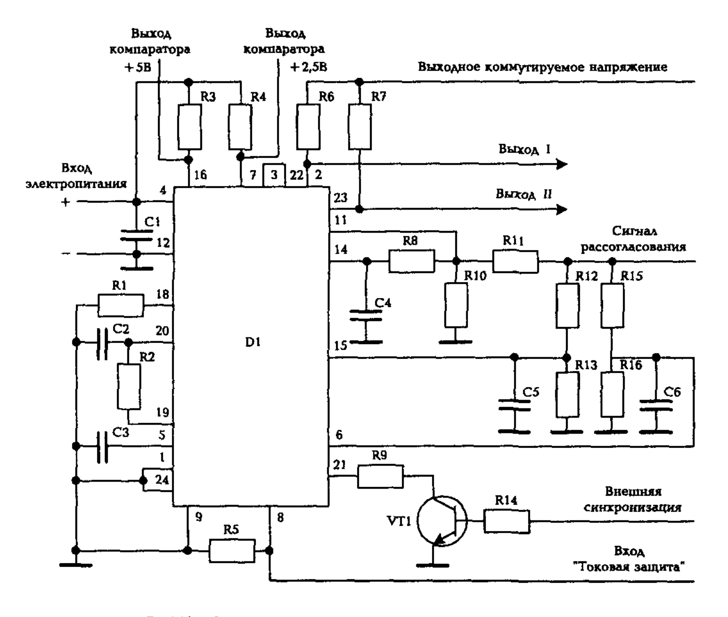


Рис. 3.15. Схема включения ИМС типа 1114ЕУ1

Сигнал защиты по току формируется датчиком, в качестве которого используется резистор или трансформатор тока. Сопротивление $R_д$ резистора-датчика определяется соотношением

$$R_д = U_{ср} / I_{ср.защ} ,$$

где $U_{ср}$ — порог срабатывания узла токовой защиты, равный (200...250) мВ;

$I_{ср.защ}$ — ток нагрузки, при котором полностью срабатывает узел защиты по току микросхемы.

Частота $f_г$ генератора пилообразного напряжения определяется по формуле

$$f_г = \frac{2...3}{R1 \cdot C2},$$

где R1 и C2 — компоненты схемы на рис. 3.15.

Длительность $\tau_п$ паузы между выходными импульсами определяется по формуле

$$\tau_п = 2R2 \cdot C2,$$

где R2 и C2 — компоненты схемы на рис. 3.15.

При всех условиях эксплуатации должны соблюдаться следующие требования.

1. Напряжение на входе усилителя рассогласования (вывод 11) должно находиться в пределах (0...5,0) В.

2. Верхний уровень напряжения на входе внешней синхронизации (вывод 21) не более 3,0 В, нижний уровень не более 1,0 В.

3. Выходной ток компараторов $+\Delta U$ и $-\Delta U$ не должен превышать 1,6 мА.

4. При индуктивном характере нагрузки мгновенное значение мощности рассеивания на выходных транзисторах не должно превышать 0,5 Вт.

Суммарная длительность задержки переключения компаратора ШИМ и выходных каскадов составляет (0,3...0,6) мкс. Напряжение срабатывания компаратора $+\Delta U$ равно опорному напряжению микросхемы. Напряжение срабатывания компаратора $-\Delta U$ равно $(5\pm0,5)$ В. Выходной ток усилителя рассогласования не менее 50 мкА. Температурный коэффициент частоты генератора пилообразного напряжения не более $\pm0,05$ %/°C.

Параметры компонентов схемы на рис. 3.15 следующие: R1 = = (3...68) кОм; R2 = (0...1) кОм; R3 = R4 = R10 = R14 = 3 кОм; R5 = = (0,1...1) Ом — датчик тока; R6 = R7 = ≥ 50 Ом; R8 = 10 кОм ... ... 1 МОм; R11 = (1...3) кОм; R9 = 1 кОм; R12, R13, R15 и R16 определяются выходным напряжением преобразователя и порогом срабатывания компараторов; C1 = 2,2 мкФ; C2 = 1000 пФ ... ... 1,0 мкФ; C3 = (0,1...10) мкФ; C4 = (10000...100000) пФ; C5 = = C6 = (0,1...1,0) мкФ; транзистор VT1 типа 2Т312А (возможна замена на аналогичный).

Остаточное напряжение $U_{ост}$ микросхемы не более 1,5 В при 25 °С и не более 1,8 В при 125 °С и минус 60 °С. Выходной ток $I_{вых}$, коммутируемый транзисторами микросхемы, не должен превышать 100 мА. Частота коммутации $f_{ком}$ выбирается в диапазоне (1...200) кГц.

Структурная схема интегральной микросхемы типа 1114ЕУ3 показана на рис. 3.16, где ГПН — генератор пилообразного напряжения, КП — компаратор паузы; ОУ1 и ОУ2 — операционные усилители; ЛС1...ЛС5 — логические схемы; ТФ — триггер-фазорасщепитель; VT1 и VT2 — транзисторы; VD1 и VD2 — диоды; НСН — непрерывный стабилизатор напряжения (источник опорного напряжения); ШИМ — компаратор ШИМ; G — источник смещения компаратора паузы.

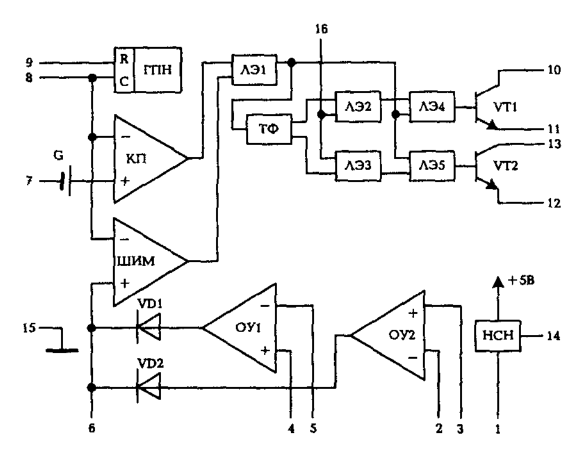


Рис. 3.16. Структурная схема ИМС типа 1114ЕУ3

Основная схема включения микросхемы типа 1114ЕУ3 приведена на рис. 3.17. Резистор задания частоты R1 выбирается в пределах (3...100) кОм. Ограничитель электропитания фазорасщепителя R2 определяется диапазоном (0...1) кОм. Резистор задания паузы R3 имеет сопротивление в диапазоне (3...100) кОм. Сопротивление резистора R4 смещения компаратора паузы составляет (0...3) кОм. Резистор ограничения сигнала дистанционного выключения R6 = = (1...10) кОм. Резисторы R8, R9, R10 и R12 задания напряжений на входах усилителей имеют сопротивления от 3 до 30 кОм. Резистор местной обратной связи R11 = 10 кОм ... 10 МОм. Резисторы R5 и R7 служат нагрузкой интегральной микросхемы и определя-

ются значениями входного коммутируемого напряжения $U_{ком.вх}$ и выходным током $I_{вых}$.

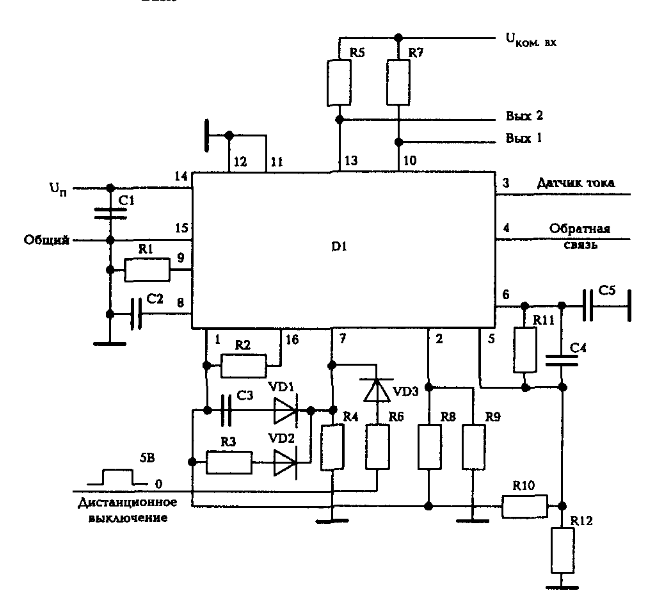


Рис. 3.17. Основная схема включения ИМС типа 1114ЕУ3

Конденсатор С1 служит фильтром в цепи электропитания микросхемы и имеет емкость (0,1...10) мкФ. Конденсатор С2 задания частоты выбирается в диапазоне от 510 пФ до 0,22 мкФ. Емкость конденсатора С3 задания длительности "плавного" пуска выбирается в пределах (0,1...10) мкФ. Конденсатор С4 коррекции частотной характеристики задается в пределах (0...0,22) мкФ. Фильтр выходного напряжения усилителя С5 = (0...1) мкФ.

Диоды VD1...VD3 служат для разделения цепей. Техническими условиями допускается исключение из схемы включения отдельных компонентов, а также введение в нее других компонентов для реализации других типов источников электропитания импульсного действия.

Частота генератора пилообразного напряжения определяется зависимостью

$$f_{ком} = \frac{1}{(0{,}6...0{,}8)R1 \cdot C2}.$$

В схеме включения необходимо соблюдение следующих условий. Напряжения на выводах 4, 5 и 2, 3 должны находиться в пределах (0...5) В при входном токе $I_{вх} \leq 10$ мкА. Напряжение на выводе 7 должно находиться в пределах (0...5) В. Мгновенное значение рассеиваемой мощности на выходных транзисторах в процессе переключения не должно превышать 1,0 Вт на каждом транзисторе. Напряжение электропитания должно находиться в пределах от 9 до 36 В. Допустимое значение статического потенциала 500 В. Тепловое сопротивление переход-корпус микросхемы составляет 50 °С/Вт.

Интегральные микросхемы типа КР1114ЕУ4, предназначенные для изделий народного хозяйства, имеют климатическое исполнение УХЛ 3.1 по ГОСТ 15150—69. Структурная схема микросхемы аналогична структурной схеме 1114ЕУ3 и отличается нумерацией выводов. Основная схема включения микросхемы типа КР1114ЕУ4 изображена на рис. 3.18. Параметры компонентов этой схемы совпадают с параметрами компонентов схемы на рис. 3.17, кроме следующих:

резистор R2 = (0...510) Ом;
конденсатор С2 = (1...33) нФ;
конденсатор С4 = (0...0,01) мкФ.

Остаточное напряжение $U_{ост}$ микросхемы не превышает 1,3 В при 25 °С и не превышает 1,8 В при 70 °С и минус 10 °С. Выходной ток $I_{вых}$, коммутируемый транзисторами микросхемы, не должен превышать 200 мА во всем диапазоне температур. Частота коммутации $f_{ком}$ выбирается в диапазоне (1...200) кГц.

Структурная схема интегральной микросхемы типа TL494, выпускаемой фирмой TEXAS INSTRUMENT (США), показана на рис. 3.19 [28]. Она содержит следующие функциональные узлы: компаратор паузы DA5; компаратор ШИМ DA6; усилитель ошибки по напряжению DA1; усилитель ошибки по сигналу ограничения тока DA7; источник опорного напряжения DA8, положительный вывод которого соединен с выходом 14; генератор пилообразного напряжения DA4; источник постоянного напряжения (0,1 В) DA2; источник постоянного тока (0,7 мА) DA3; вспомогательные логические схемы DD1 (2 ИЛИ), DD4 (2 И), DD5 (2 И), DD6 (2 ИЛИ-НЕ), DD7 (2 ИЛИ-НЕ), DD3 (НЕ); динамический двухтактный D-триггер DD2.

Частота генератора пилообразного напряжения определяется параметрами резистора и конденсатора, которые подключаются к выводам 6 и 5 микросхемы соответственно. Триггер DD2 работает в режиме делителя частоты пополам. На вывод 12 подается напря-

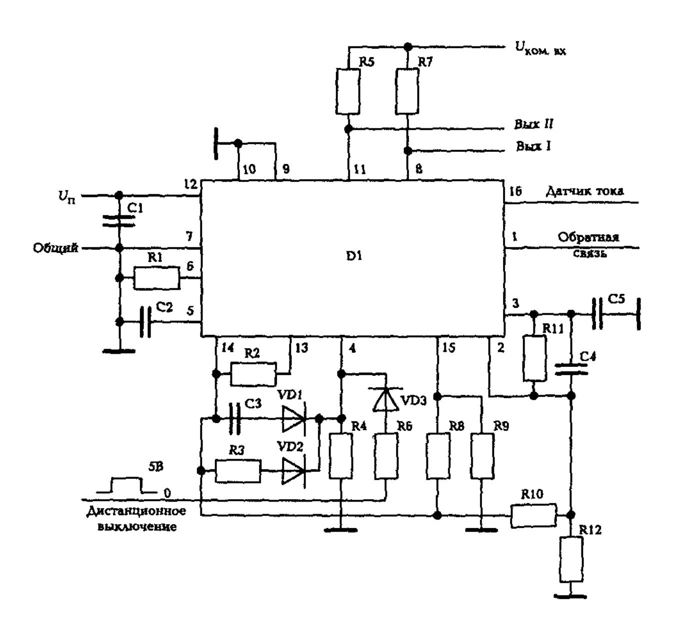


Рис. 3.18. Основная схема включения ИМС типа КР1114ЕУ4

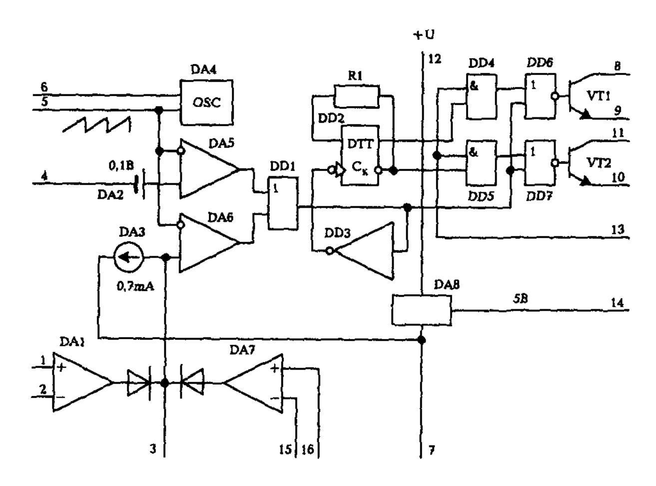


Рис. 3.19. Структурная схема ИМС типа TL494

жение +U электропитания в пределах от 7 до 40 В, при этом на 8 и 11 выводах появляются импульсы управления.

Функциональные узлы в составе микросхемы можно условно отнести к аналоговой или к цифровой части схемы. К аналоговой части схемы относятся компараторы DA5, DA6, усилители ошибок DA1, DA7, вспомогательные источники DA8, DA2, DA3, генератор пилообразного напряжения DA4. Остальные узлы (в том числе выходные транзисторы) относятся к цифровой части охемы.

На рис. 3.20 показаны временны́е диаграммы работы микросхемы типа TL494. Напряжение U_{DD1} на выходе логической схемы DD1 (рис. 3.20, а) определяет момент появления и длительность выходных управляющих импульсов U_{VT1} и U_{VT2} микросхемы (рис. 3.20, з, и). Остальные цифровые элементы обеспечивают разделение выходных импульсов схемы DD1 на два канала.

Поскольку выходные транзисторы имеют открытые коллекторы и эмиттеры, то возможно их включение по схеме с общим коллектором или с общим эмиттером. При включении транзисторов по схеме с общим коллектором выходные импульсы поступают с выводов 9 и 10 (рис. 3.19), а коллекторы соединяются с шиной электропитания. При включении по схеме с общим эмиттером выходные импульсы поступают с выводов 8 и 11, а выводы 9 и 10 обычно соединяются с “землей”.

Работа цифрового тракта микросхемы в течение одного периода протекает следующим образом. Если в момент времени t_1 на выходе Q триггера DD2 сигнал 1 (рис. 3.20, б), а на выходе $\overline{Q}$ сигнал 0 (рис. 3.20, в), то на оба входа схемы DD4 будут подаваться сигналы 1. В этом случае на выходе DD4 (рис. 3.20, г) и, следовательно, на одном из входов схемы DD6 будет сигнал 1. Таким образом, независимо от уровня сигнала, поступающего на второй вход схемы DD6 с выхода схемы DD1, на выходе схемы DD6 будет сигнал 0 и транзистор VT1 останется в закрытом состоянии (рис. 3.20, е, з).

В момент времени t_1 с выхода $\overline{Q}$ триггера DD2 на один из входов схемы DD5 начинает поступать сигнал 0 (рис. 3.20, в). Поэтому на выходе DD5 также будет сигнал 0 (рис. 3.20, д), который поступает на один из входов схемы DD7. В результате на выходе схемы DD7 появится сигнал 1, который откроет транзистор VT2 на время $\tau_{п2}$ паузы между выходными импульсами схемы DD1 (рис. 3.20, ж, и).

При следующем выходном импульсе схемы DD1 (момент времени t_2) на выходе схемы DD7 появится сигнал 0 и транзистор VT2 закроется. В момент времени t_3 окончания выходного импульса

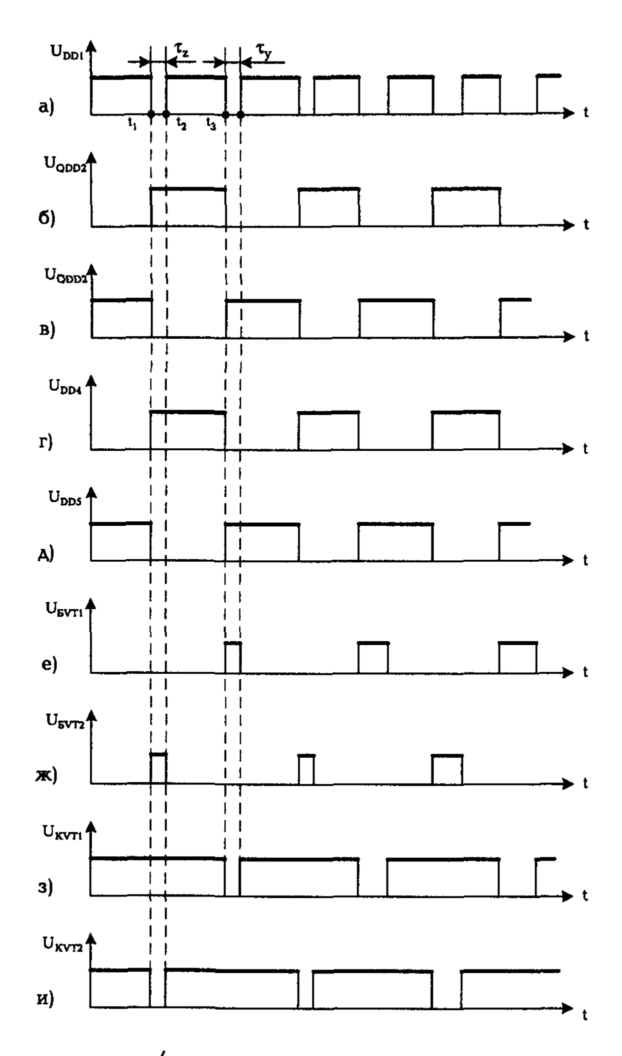


Рис. 3.20. Временные диаграммы работы микросхемы типа TL494

схемы DD1 (рис. 3.20, а) состояние выходов триггера изменяется на противоположное (на выходе Q появится сигнал 0, на выходе $\overline{Q}$ — сигнал 1). Это приведет к изменению состоянии выходов схем DD4 и DD5 (на выходе схомы DD4 появится сигнал 0, на выходе схемы DD5 — сигнал 1). Сигнал 0 на выходе схемы DD4 открывает транзистор VT1 на время $\tau_{п1}$ паузы между выходными импульсами схемы DD1 (рис. 3.20, е, з).

Таким образом, длительность выходного импульса на выводах 8 и 11 (или на выводах 9 и 10) определяется длительностью паузы между выходными импульсами схемы DD1. Схемы DD4 и DD5 определяют канал прохождения импульса по сигналу низкого уровня. Этот импульс появляется поочередно на выходах Q и $\overline{Q}$ триггера DD2, а узлы DD6 и DD7 представляют собой схемы совпадения по низкому уровню.

На рис. 3.21 показан пример устройства управления мостовым инвертором на базе интегральной микросхемы DA2 типа 1114ЕУ1. На выводах 2 и 23 микросхемы формируются парафазные широтно-модулированные сигналы заданной частоты. Частота $f_{п.н}$ внутреннего генератора пилообразного напряжения микросхемы DA2 задается внешними резистором R4 и конденсатором C6 и определяется из соотношения

$$f_{п.н} = \frac{(2...3)}{R4 \cdot C6}.$$

Минимальная пауза $t_п$ между импульсами на выходах схемы задается внешним резистором R10 и определяется зависимостью

$$t_п = 2R10 \cdot C6.$$

Коэффициент $k_з$ заполнения тактового промежутка импульсами изменяется в зависимости от напряжения обратной связи, поступающей на вход 11 микросхемы DA2. Коэффициент усиления усилителя рассогласования микросхемы определяется внешним резистором R8. Конденсаторы C3 и C7 осуществляют частотную коррекцию. Напряжение электропитания микросхемы DA2 поступает на ее входы 4 и 12 и может изменяться в диапазоне (9...18) В. Микросхема DA2 имеет два управляющих выхода, количество которых недостаточно для управления мостовой схемой. Для получения дополнительных нерегулируемых сигналов с неизменной длительностью T/2 используются микросхемы DD4, DD5, DD9, выполняющие логические операции И-НЕ, микросхема DD6 в качестве одновибратора и триггер DD7 в качестве делителя частоты.

На выходах 1 и 2 устройства управления формируются регулируемые сигналы. На выходах 3 и 4 формируются нерегулируемые противофазные импульсы длительностью T/2, при этом регулируемый сигнал имеет задержку включения порядка 2 мкс относительно соответствующего нерегулируемого сигнала и такое же опережение при выключении. Задержка нерегулируемого импульса при включе-

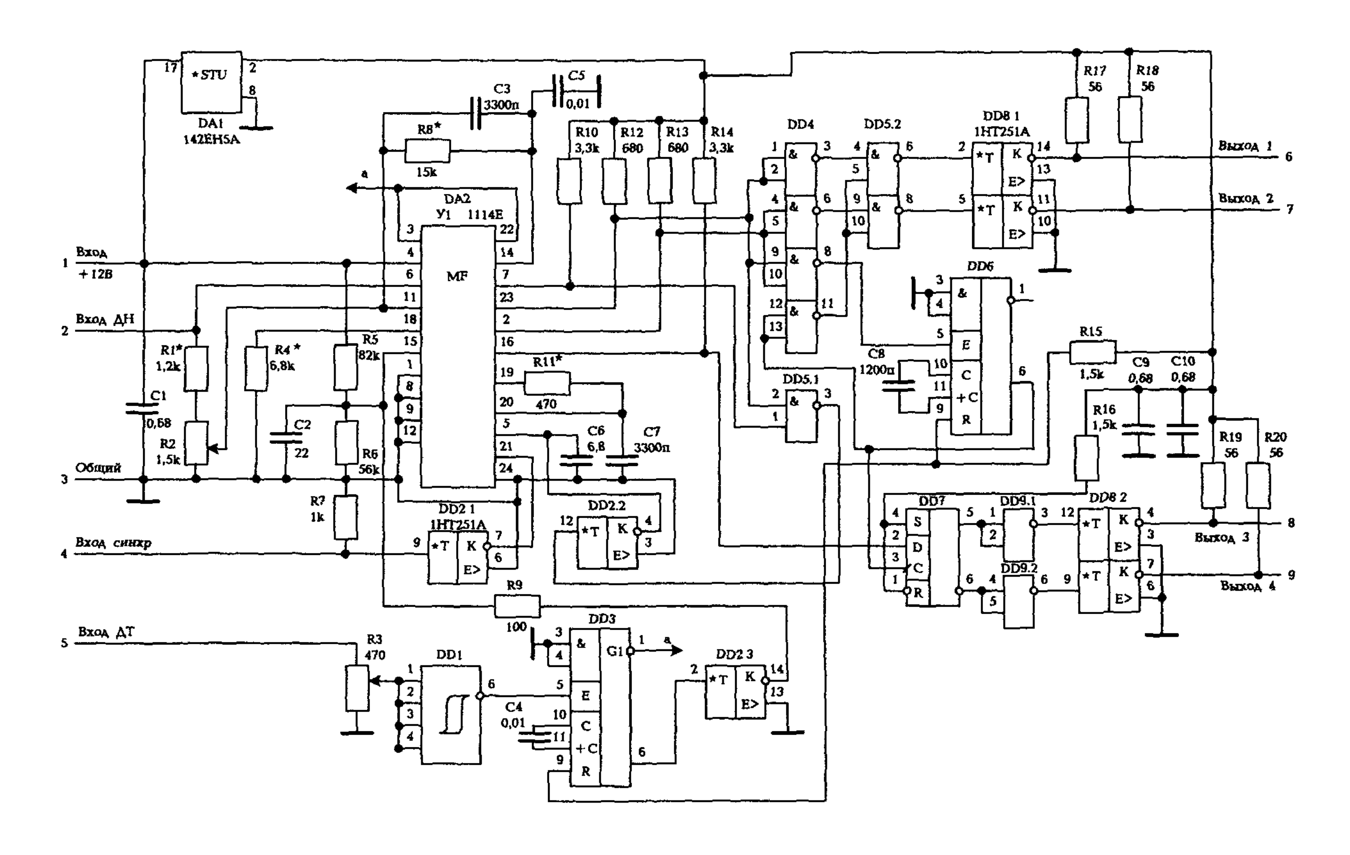


Рис. 3.21. Устройство управления мостовым инвертором на базе ИМС типа 1114ЕУ1

нии задается при помощи одновибратора (микросхемы DD6). Опережающее выключение обеспечивается микросхемой DA2, импульсы управления которой поступают с заданной паузой между ними.

Диаграмма формирования импульсов устройства управления представлена на рис. 3.22. Задержка на включение схемы управления и "плавный" пуск формируются при помощи резистивного делителя R5, R6 и конденсатора C2 на входе 15 микросхемы DA2, который является входом защиты от понижения напряжения. На выходе 16 микросхемы DA2 формируется логический сигнал схемы защиты от понижения напряжения, который затем инвертируется микросхемой DD5.1 и подается на базу транзистора микросхемы DD2.2. Переход коллектор-эмиттер этого транзистора закорачивает конденсатор C6 в цепи "плавного" пуска микросхемы DA2.

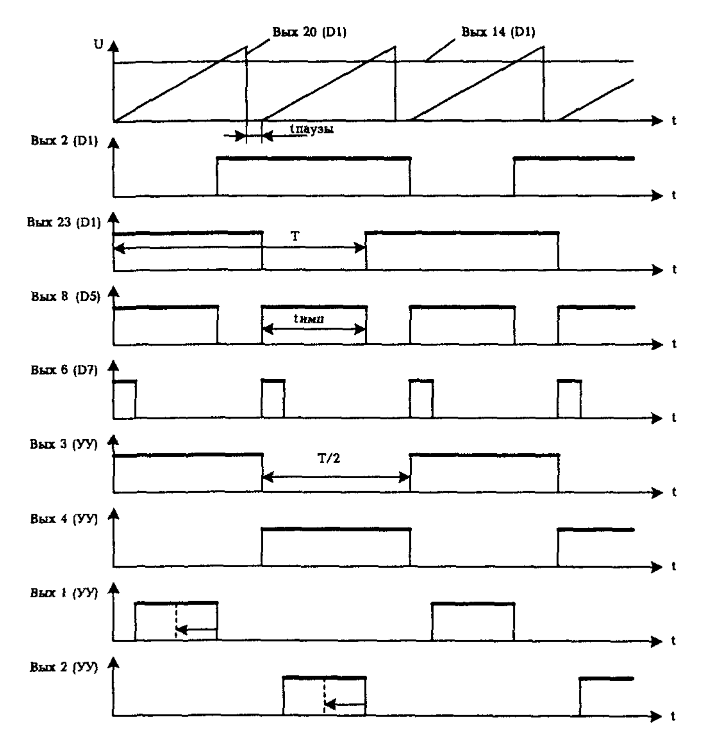


Рис. 3.22. Диаграммы формирования импульсов устройства управления

Выводы 8 и 9 микросхемы DA2, являющиеся входом для подключения защиты по току, не используются. Это вызвано ограниченным допустимым уровнем входного сигнала (не выше 100 мВ). Такой низкий уровень сигнала обычно получают с помощью измерительного шунта, который не обеспечивает гальваническую развязку цепей. Защита по току в данном устройстве управления осуществляется при помощи пороговой микросхемы DD1, на вход которой подается импульсный сигнал с трансформатора тока.

С выхода 6 пороговой микросхемы DD1 импульсы напряжения поступают на вход 5 одновибратора DD3, формирующего импульсы определенной длительности. Эти импульсы поступают на базу транзистора транзисторной матрицы DD2. Последняя своим переходом коллектор-эмиттер закорачивает делитель во входной цепи защиты от понижения напряжения схемы DA2, вызывая ее выключение. Последующее включение микросхемы DA2 происходит автоматически после заряда конденсатора C2, при этом обеспечивается "плавный" пуск.

Вход 6 микросхемы DA2 служит для защиты от превышения напряжения. Выходом защиты от превышения напряжения является контакт 7. Контакт 16 является выходом схемы защиты от понижения напряжения. На синхронизирующий вход 21 микросхемы DA2 подается внешний сигнал через согласующий транзистор микросхемы DD2.1. Частота синхронизирующих импульсов должна быть несколько выше собственной частоты микросхемы DA2, а длительность импульса должна находиться в пределах (1...2) мкс.

Стабилизатор напряжения DA1 преобразует нестабильное напряжение 12 В в стабилизированное 5 В для электропитания логических микросхем устройства управления.

Резисторы, отмеченные в схеме знаком "звездочка", подбираются из следующих рядов номинальных сопротивлений:

R1* (1,2; 3,3; 4,7; 10 кОм);

R4* (6,8; 10; 15; 18 кОм);

R8* (15; 22; 33; 47 кОм);

R11* (470; 560 Ом).

3.2.2. Предварительный усилитель мощности

Предварительный усилитель мощности (ПУМ) должен обеспечивать:

1) гальваническую развязку силовых транзисторов инвертора от устройств управления;

2) формирование отпирающего и запирающего базового тока необходимого значения;

3) возможность передачи импульса с заданной скважностью;

4) формирование запирающего напряжения в течение паузы;

5) минимальную задержку при включении и отключении силового транзистора относительно импульса управления;

6) помехоустойчивость схемы.

Схемы предварительного усилителя в различных источниках электропитания можно разделить на два основных варианта:

- транзисторный вариант, где в качестве ключей используются внешние транзисторы в дискретном исполнении;
- бестранзисторный вариант, где в качестве ключей используются выходные транзисторы схемы управления.

Кроме того, предварительные усилители различаются по способу управления силовыми транзисторами инвертора:

- с общим управлением, когда управление силовыми транзисторами производится с помощью одного общего для них управляющего трансформатора с одной первичной и несколькими вторичными обмотками;
- с раздельным управлением, когда управление каждым из силовых транзисторов производится с помощью отдельного трансформатора.

С учетом приведенных классификаций предварительный усилитель может быть выполнен одним из следующих способов:

- транзисторный с раздельным управлением;
- транзисторный с общим управлением;
- бестранзисторный с общим управлением;
- бестранзисторный с раздельным управлением.

Первый способ построения схемы встречается крайне редко и поэтому нами не рассматривается.

Для работы предварительного усилителя мощности необходимо напряжение постоянного тока. Если на источник электропитания подается входное напряжение постоянного тока и уровень этого напряжения приемлем для компонентной базы, то оно может использоваться для электропитания предварительного усилителя. При сравнительно высоком входном напряжении (например, сетевом 220 В) необходим дополнительный источник электропитания, понижающий сетевое напряжение.

Гальваническая развязка в предварительном усилителе мощности может быть осуществлена при помощи трансформатора или оптопары. Трансформатор при этом осуществляет усиление управляющего сигнала по току.

Рассмотрим примеры выполнения предварительных усилителей мощности в соответствии с приведенной выше классификацией.

На рис. 3.23 приведена транзисторная схема предварительного усилителя с общим управлением, используемая в источнике электропитания с выходной мощностью 150 Вт. Транзисторы VT1 и VT2 включены по схеме с общим эмиттером и работают в ключевом режиме. Коллекторы транзисторов соединены с первичными полуобмотками трансформатора TV1. Резистор R5 ограничивает ток через первичные полуобмотки и, следовательно, ток базовых цепей силовых транзисторов инвертора. Последовательно с резистором R5 включен диод VD5 развязки, который устраняет влияние предварительного усилителя на схему управления через шину электропитания.

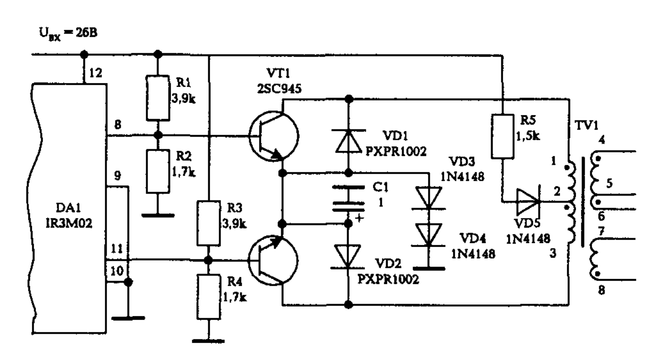


Рис. 3.23. Транзисторная схема с общим управлением предварительного усилителя мощности

На базы транзисторов VT1 и VT2 от схемы DA1 поступают последовательности прямоугольных импульсов, сдвинутые по фазе один относительно другого на половину периода. Под воздействием управляющих импульсов транзисторы поочередно закрываются. Компоненты VD3, VD4 и C1 обеспечивают постоянно на эмиттерных выводах транзисторов напряжение 1,6 В, которое позволяет активно закрывать транзисторы, сокращая тем самым время коммутации.

На рис. 3.24 приведена транзисторная схема с общим управлением предварительного усилителя мощности, которая отличается от предыдущей включением выходных транзисторов интегральной

микросхемы DA1 как эмиттерных повторителей и отсутствием вывода средней точки первичной обмотки трансформатора. Схема применена в источнике электропитания с выходной мощностью 200 Вт. Когда открывается транзистор микросхемы DA1 с выводами 8 и 9, то ток от шины электропитания проходит через делитель R1, R2 и открывается транзистор VT1 усилителя мощности. Поскольку транзистор VT2 в это время закрыт, то ток проходит по первичной обмотке от вывода 2 к выводу 1. Благодаря различным направлениям намотки вторичных обмоток осуществляется включение одного из силовых транзисторов источника электропитания, например, от вторичной обмотки с выводами 3 и 4.

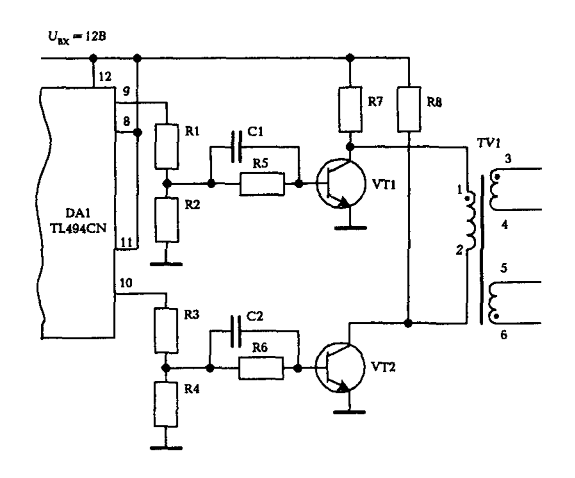


Рис. 3.24. Транзисторная схема с общим управлением предварительного усилителя мощности

После того, как закроется транзистор VT1, микросхема DA1 обеспечивает паузу перед включением транзистора VT2. Когда откроется транзистор VT2, начнет протекать ток по первичной обмотке от вывода 1 к выводу 2, что приведет к включению другого силового транзистора источника электропитания (от вторичной обмотки с выводами 5 и 6). После того, как закроется транзистор VT2, микросхема DA1 обеспечивает паузу перед включением транзистора VT1 и процессы в схеме повторяются.

В бестранзисторной схеме с общим управлением предварительного усилителя коммутацию цепей первичной обмотки трансформатора TV1 осуществляет микросхема DA1 без промежуточных усили-

тельных транзисторов (рис. 3.25). Такая схема предварительного усилителя используется в источнике электропитания типа PS-200B.

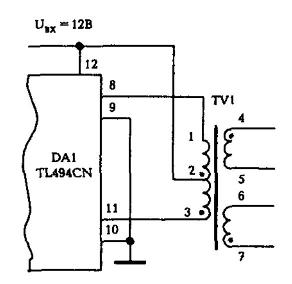


Рис. 3.25. Бестранзисторная схема с общим управлением предварительного усилителя мощности

Бестранзисторная схема с раздельным управлением показана на рис. 3.26. Она нашла применение в источнике электропитания с выходной мощностью 200 Вт. В ней используются два управляющих трансформатора TV1 и TV2, первичные полуобмотки которах являются коллекторными нагрузками транзисторов микросхемы DA1 (выводы 8 и 11). Каждый трансформатор служит для управления своим силовым транзистором источника электропитания. Данную схему можно рассматривать как два однотактных прямоходовых преобразователя. Оба трансформатора TV1 и TV2 работают с постоянной составляющей тока первичной обмотки, поэтому предусмотрены диоды VD1 и VD2, которые вместе с соответствующими первичными полуобмотками обеспечивают размагничивание магнито-

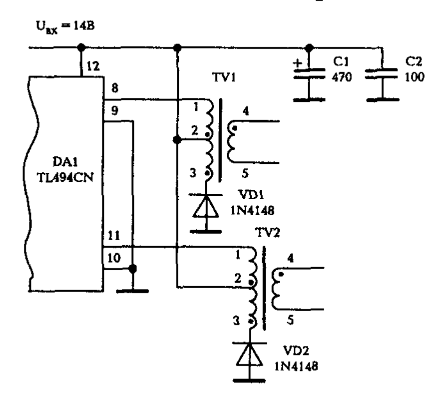


Рис. 3.26. Бестранзисторная схема с общим управлением предварительного усилителя мощности

проводов в нерабочем цикле. Перемагничивание магнитопроводов осуществляется по частному циклу только при положительных значениях индукции, поэтому такие трансформаторы имеют завышенные массу и объем.

Вариант схемы предварительного усилителя мощности с двумя трансформаторами приведен на рис. 3.27. Диаграммы работы предварительного усилителя показаны на рис. 3.28. Трансформаторы обеспечивают раздельное формирование насыщающего $I_{Бн}$ и закрывающего $I_{Бз}$ токов баз транзисторов инвертора. Для передачи насыщающих токов баз служит трансформатор TV1 (рис. 3.28, а), для передачи запирающих токов баз — трансформатор TV2 (рис. 3.28, б). Двухполупериодные выпрямители на диодах VD1, VD2 и VD3, VD4 делают широтно-модулированный сигнал управления силовыми транзисторами инвертора однополярным (рис. 3.28, в). Напряжения, подаваемые на базы транзисторов VT1 и VT2, показаны на рис. 3.28, г, д.

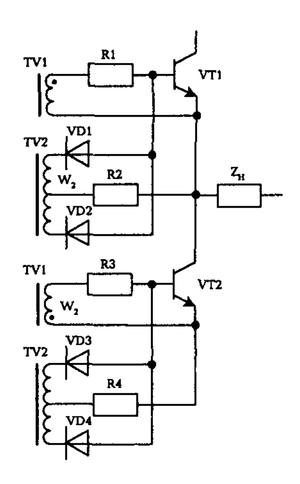


Рис. 3.27. Схема ПУМ с двумя трансформаторами

Напряжение вторичных обмоток выбирается из условия:

$$U_2 \le 0{,}7\ U_{ЭБmax}$$

и равно примерно (3...4) В для современных кремниевых планарных транзисторов.

Значение насыщающего тока базы $I_{Бнас}$ находится из зависимости:

$$I_{Бнас} = (U_{2TV1} - U_{БЭmax}) / R1.$$

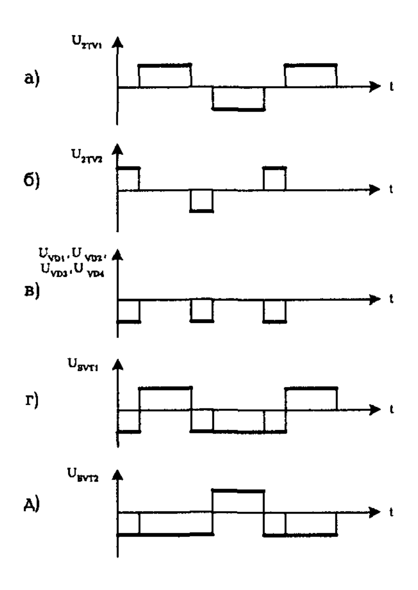


Рис. 3.28. Диаграммы напряжений в схеме ПУМ

Значение запирающего тока базы $I_{Бзап}$ определяется соотношением:

$$I_{Бзап} = \frac{U_{2TV2} - U_{прVD1} + U_{БЭпр}}{R2}.$$

К недостаткам схемы предварительного усилителя мощности на рис. 3.27 можно отнести: наличие двух видов широтно-модулированных сигналов от устройства управления; наличие двух трансформаторов; дополнительные потери мощности, вызванные режимом работы трансформаторов (каждый из трансформаторов является нагрузкой для другого).

Предварительный усилитель мощности с одним управляющим трансформатором и форсирующим конденсатором, показанный на рис. 3.29, свободен от указанных выше недостатков. Работает эта схема следующим образом.

При наличии положительного потенциала на контакте 1 обмотки W_2 управляющего трансформатора TV1 происходит формирование отпирающего тока базы силового транзистора и заряд форсирующего конденсатора C1 этим же током до напряжения прямого падения на диодах VD2...VD4. При этом транзистор DA1.1 открыт, а транзистор DA1.2 закрыт.

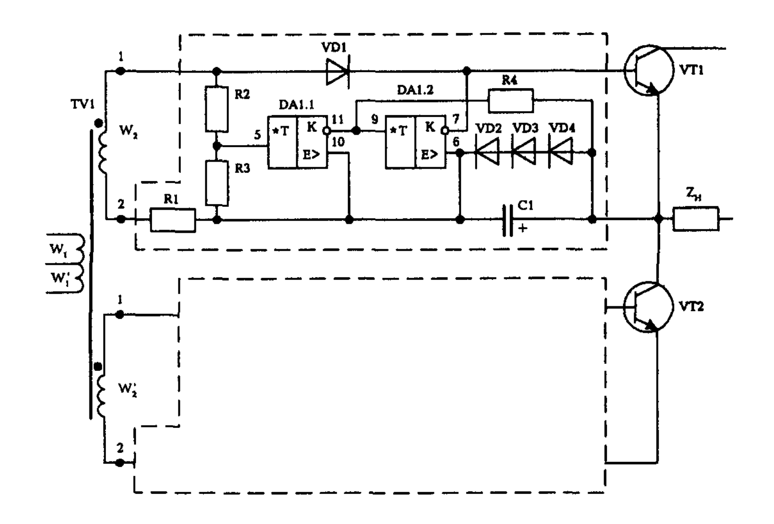


Рис. 3.29. Электрическая схема предварительного усилителя мощности с одним управляющим трансформатором и форсирующим конденсатором

Диаграммы токов и напряжений, характеризующие работу схемы, показаны на рис. 3.30.

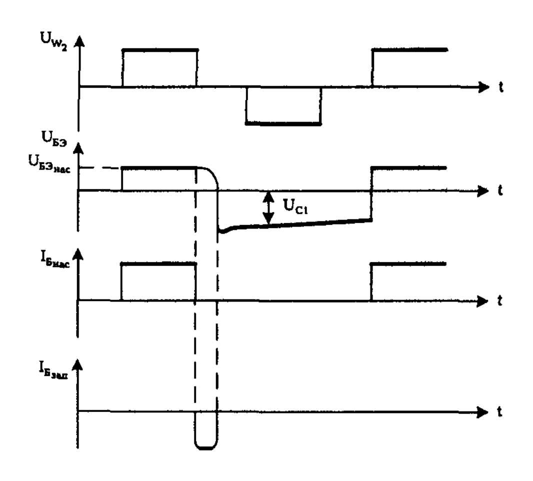


Рис. 3.30. Диаграммы работы схемы на рис. 3.29

Формирование запирающего тока базы $I_{Бзап}$ в начале паузы в управляющем трансформаторе происходит следующим образом. Транзистор DA1.1 закрывается при отсутствии напряжения на управляющем трансформаторе или при отрицательном значении его, а транзистор DA1.2 открывается током базы через резистор R4 от напряжения U_{C1}, на ранее заряженном конденсаторе C1. Таким образом, конденсатор C1 оказывается подключенным своим отрицательно заряженным выводом к базе силового транзистора через переход коллектор-эмиттер транзистора DA1.2. При этом конденсатор обеспечивает запирающий ток $I_{Бзап}$ в течение времени рассасывания неосновных носителей и отрицательное напряжение на базе в течение паузы. Для ограничения тока $I_{Бзап}$ возможна установка резистора в коллекторной цепи транзистора DA1.2. При этом запирающий ток базы $I_{Бзап}$ определяется соотношением

$$I_{Бзап} = \frac{U_{C1} - U_{БЭнас}}{R4} h_{21VT2}.$$

Насыщающий ток базы $I_{Бнас}$ определяется из соотношения

$$I_{Бнас} = \frac{U_{W2} - \Delta U_{VD1} - U_{БЭнас} - \Delta U_{VD2} - \Delta U_{VD3} - \Delta U_{VD4}}{R1},$$

где $U_{БЭнас}$ — падение напряжения на переходе база-эмиттер силового транзистора;

ΔU_{VDi} — прямое падение напряжения на i-м диоде схемы предварительного усилителя мощности; $i = 1, 2, 3, 4$.

Недостатком схемы на рис. 3.29 является ограничение запирающего тока $I_{Бзап}$ в связи с необходимостью ограничения напряжения на форсирующем конденсаторе C1 и, соответственно, напряжения на переходах эмиттер-коллектор. Стремление увеличить напряжение на конденсаторе приводит к возрастанию потерь на управление при формировании насыщающего тока базы.

Процессы переключения силового транзистора находятся в сложной нелинейной зависимости от его параметров, от сигнала управления и переключаемого тока. В условиях ограничения запирающего тока базы такая зависимость является причиной несимметричной работы транзисторов инвертора, что может приводить к одностороннему намагничиванию трансформатора и к выходу транзисторов из строя, а также к увеличению пульсации в выходном напряжении преобразователя.

Эффективным путем устранения несимметрии в работе силовых транзисторов инвертора является применение схемы стабилизации коэффициента глубины насыщения транзистора или применение схем предварительного усилителя с пропорционально-токовым управлением. Для стабилизации коэффициента глубины насыщения транзистора последовательно с базовыми обмотками W_2 (рис. 3.31) включена дополнительная обмотка трансформатора $W_д$, которая через дополнительный диод $VD_{доп}$ подключается к коллектору силового транзистора [29]. Напряжение дополнительной обмотки выбирается равным 1 В для компенсации падения напряжения на дополнительном диоде.

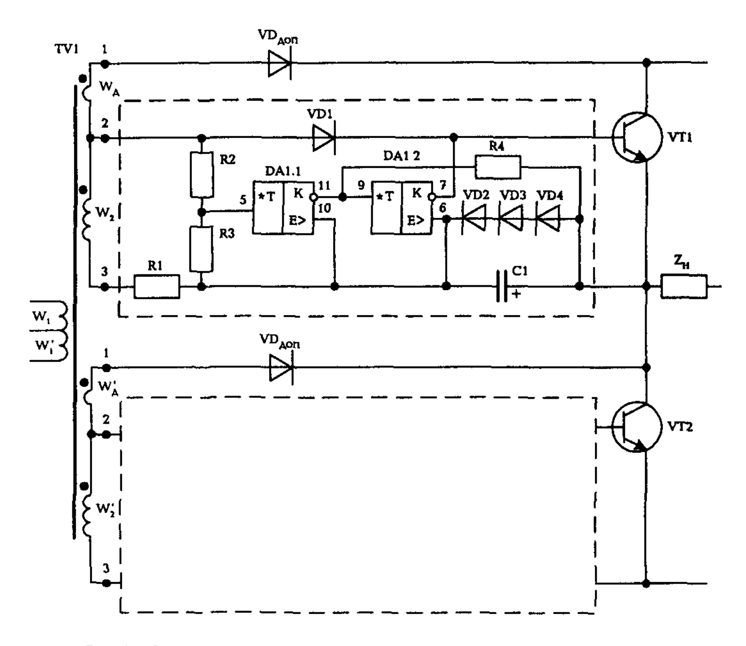


Рис. 3.31. Электрическая схема предварительного усилителя с дополнительной обмоткой трансформатора

Схема стабилизации глубины насыщения работает следующим образом. При отпирании силового транзистора ток управления, протекающий через резистор R1, является суммой базового тока и тока диода $VD_{доп}$. Соотношение между этими составляющими тока управления определяется статическими характеристиками транзистора и разностью напряжений на дополнительной обмотке и на диоде $VD_{доп}$. Если указанные напряжения равны, то на коллектор-

ном переходе открытого транзистора напряжение равно нулю, что соответствует граничному режиму работы силового транзистора. По мере увеличения тока коллектора происходит перераспределение токов базы и диода, обеспечивающее поддержание неизменного статического режима. При достижении током коллектора максимального значения ток диода снижается до нуля. Далее транзистор выходит в активную область и диод $VD_{доп}$ запирается напряжением на коллекторном переходе.

Использование ненасыщенного режима работы силового транзистора приводит к повышению остаточного напряжения на переходе коллектор-эмиттер и, следовательно, к увеличению мощности статических потерь $P_{ст}$, определяемых выражением

$$P_{ст} = (U_{ЭБ} + U_{доп} - U_{прVDдоп})I_{К},$$

где $U_{доп}$ — напряжение на дополнительной обмотке;

$U_{прVDдоп}$ — прямое падение напряжения на диоде $VD_{доп}$.

В сетевых источниках электропитания увеличение мощности $P_{ст}$ статических потерь незначительно и может компенсироваться снижением мощности динамических потерь. На рис. 3.32 показаны составляющие мощности статических и динамических потерь для инвертора полумостового типа на транзисторах 2Т847А в диапазоне частот до 100 кГц.

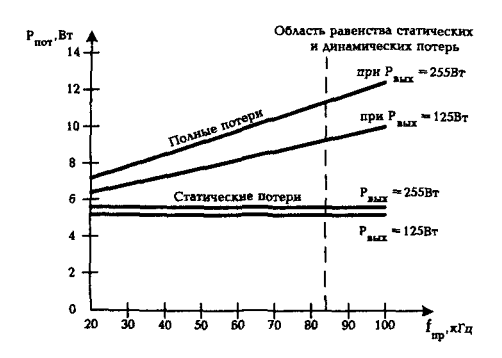


Рис. 3.32. Зависимость мощности $P_{пот}$ потерь в транзисторах инвертора от частоты $f_{пр}$ преобразования

Для высоковольтных переключающих транзисторов наблюдается существенная зависимость напряжения $U_{вт}$ обратносмещенного вторичного пробоя от коэффициента насыщения и запирающего тока базы в момент запирания [26, 30]. Поэтому основным способом

обеспечения надежной работы транзисторов является использование малонасыщенного и ненасыщенного режимов открытого транзистора. Кроме того, необходимо обеспечение сравнительно небольших запирающих токов $I_{Бзап} < (0{,}2...0{,}3)I_{Кнас}$ и обязательный контроль за соблюдением положения динамической траектории переключения в пределах области безопасной работы.

Следует отметить, что действие схемы стабилизации глубины насыщения в конкретном предварительном усилителе мощности ограничено уровнем переключаемого тока коллектора. Превышение этого уровня приводит к значительному росту времени $t_{рас}$ рассасывания и времени выключения транзистора. На рис. 3.33 приведена экспериментальная зависимость, из которой следует, что с увеличением тока $I_К$ коллектора растет время $t_{рас}$ рассасывания. Однако схема предварительного усилителя благодаря связи базы с коллектором должна стабилизировать коэффициент насыщения транзисторов, т. е. время рассасывания должно оставаться стабильным.

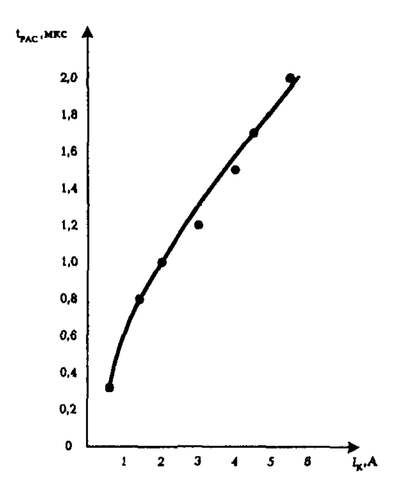


Рис. 3.33. Зависимость времени рассасывания от тока коллектора транзистора типа 2Т841А при температуре окружающей среды 25 °С

В работе [31] предложено объяснение полученного эффекта, которое основано на представлении напряжения перехода коллектор-эмиттер в виде зависимости:

$$U_{КЭ} = U_{БЭ} - U_{БК} + I_К R_К \left(1 - \frac{x_o}{W_2}\right) + \varphi'_T \ln \frac{I_К R_К}{\varphi'_T \left(\frac{W_2}{L_2}\right)}, \qquad (3.1)$$

где $U_{БЭ}$ — падение напряжения на переходе база-эмиттер;
$U_{БК}$ — падение напряжения на переходе база-коллектор;
x_o — ширина области с высоким уровнем инжекции;
W_2 — толщина высокоомного слоя;
$R_К = W_2 / q\mu_n N_d S_К$ — сопротивление высокоомного слоя;
q — заряд электрона;
μ_n — подвижность электронов;
N_d — концентрация примеси;
$S_К$ — площадь коллектора;

$\varphi'_T = \dfrac{2k_T}{q\left(1 + \dfrac{\mu_p}{\mu_n}\right)}$ — температурный потенциал с учетом подвижности носителей;

μ_p — подвижность дырок.

Третье слагаемое в выражении (3.1) представляет собой падение напряжения в области коллектора $0 < x < x_o$ с высоким уровнем инжекции, четвертое слагаемое — падение напряжения в области коллектора $x_o < x < W_2$ с низким уровнем инжекции. Ширина области x_o зависит от глубины насыщения. В активной области $x_o = 0$, а при глубоком насыщении транзистора отношение x_o / W_2 приближается к единице. В области малых токов коллектора падение напряжения коллектор-эмиттер определяется разностью напряжений на переходах, а по мере повышения тока определяющим может быть напряжение на высокоомном слое коллектора. Таким образом, даже при напряжении коллектор-эмиттер $U_{КЭ} > 5$ В коллекторный переход может быть смещен в прямом направлении. Такой режим называют квазинасыщением. Характеризуется он заметным ухудшением динамических свойств транзисторов по сравнению с работой в активном режиме.

В работе [32] приводятся данные по сопротивлению $R_К$ для высоковольтных переключающих транзисторов. Так, например, для транзисторов типа КТ841А сопротивление $R_К = 1$ Ом. При таком значении сопротивления падение напряжения при протекании тока $I_К = 5$ А составит $I_К R_К = 5$ В, что приведет в схеме предварительного усилителя мощности на рис. 3.31 к закрытию диода $VD_{доп}$ в цепи

база-коллектор и, следовательно, к прекращению действия контура стабилизации коэффициента глубины насыщения транзистора.

Таким образом, транзистор входит в области квазинасыщения и насыщения, что и приводит к росту времени $t_{рас}$ рассасывания (особенно при ограниченном токе запирания $I_{Бзап}$).

Уменьшение времени $t_{рас}$ рассасывания и времени $t_{вык}$ выключения транзистора, а также практическую стабилизацию этих параметров в широком диапазоне изменения тока коллектора обеспечивает схема предусилителя на рис. 3.34. Отличием этой схемы от приведенной на рис. 3.31 является введение источника отрицательного напряжения, образованного дополнительной обмоткой $W_д$ трансформатора, диодом VD1 и конденсатором C1, а также введение дополнительного транзистора VT1 и диода VD4. Это позволяет получить запирающий ток базы силовых транзисторов выше уровня отпирающего тока.

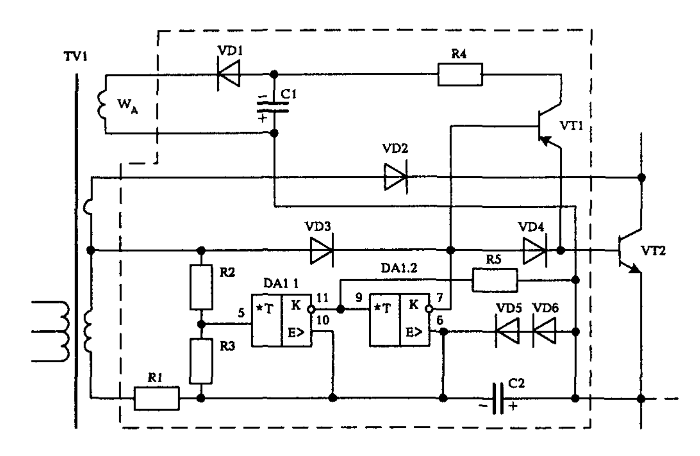


Рис. 3.34. Электрическая схема предварительного усилителя

Экспериментальные характеристики потерь в транзисторах 2Т847А полумостового инвертора с управлением от данного предусилителя приведены на рис. 3.32 и 3.35.

Принято считать, что ключевая схема является оптимальной, если мощности статических и динамических потерь примерно одинаковы. С учетом этого можно определить зону лучшего использования предусилителя. Как видно на рис. 3.32, максимальная частота преобразования с точки зрения приемлемых потерь мощности в силовых транзисторах инвертора может быть принята равной

(80...85) кГц. Согласно рис. 3.35 максимальная выходная мощность источника электропитания при частоте преобразования 25 кГц составляет (350...400) Вт. Применение мостовой схемы преобразователя при управлении от предусилителя на рис. 3.34 позволяет получить выходную мощность источника до 800 Вт.

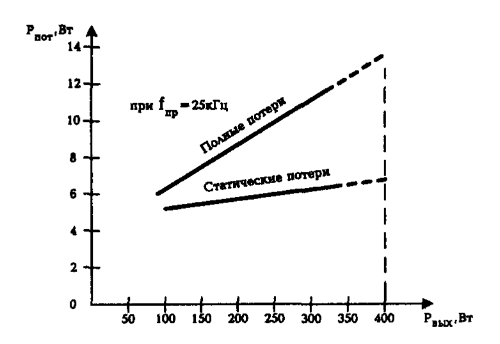


Рис. 3.35. Зависимость мощности $P_{пот}$ потерь в транзисторах инвертора от выходной мощности $P_{вых}$ источника электропитания

Практическая схема предварительного усилителя мощности на рис. 3.36 обеспечивает управление четырьмя транзисторами (для мостовой схемы инвертора), два из которых управляются сигналом длительностью T / 2 непосредственно от управляющего трансформатора TV1 (обмотки W4, W7), а два других — широтно-модулированным сигналом γT / 2 через оптоэлектронную развязку VD9. Части схемы A1 и A2, обведенные штриховыми линиями, являются формирователями базовых токов.

Отпирающий ток базы силового транзистора формируется в момент протекания управляющего импульса тока через светоизлучающий диод оптопары VD9, при этом в базу транзистора D1.3 (вход 5) подается отпирающий ток, который открывает этот транзистор и приводит к появлению на его коллекторе (вывод 11) сигнала 0. Этот сигнал держит закрытым через транзисторы D1.4 и D1.2 коллектор транзистора D1.1 (выход 14), который шунтирует базу проходного транзистора VT1. Поскольку на базу транзистора VT1 в этот момент времени подается прямое смещение через резистор R1, то ток от положительного полюса выпрямителя и конденсатора C1 протекает через переход коллектор-эмиттер транзистора VT1 к эмиттеру силового транзистора VT2 и далее через диоды VD11, VD12 к отрицатель-

ному полюсу выпрямителя, при этом конденсатор С3 заряжается до напряжения прямого падения на диодах VD11, VD12.

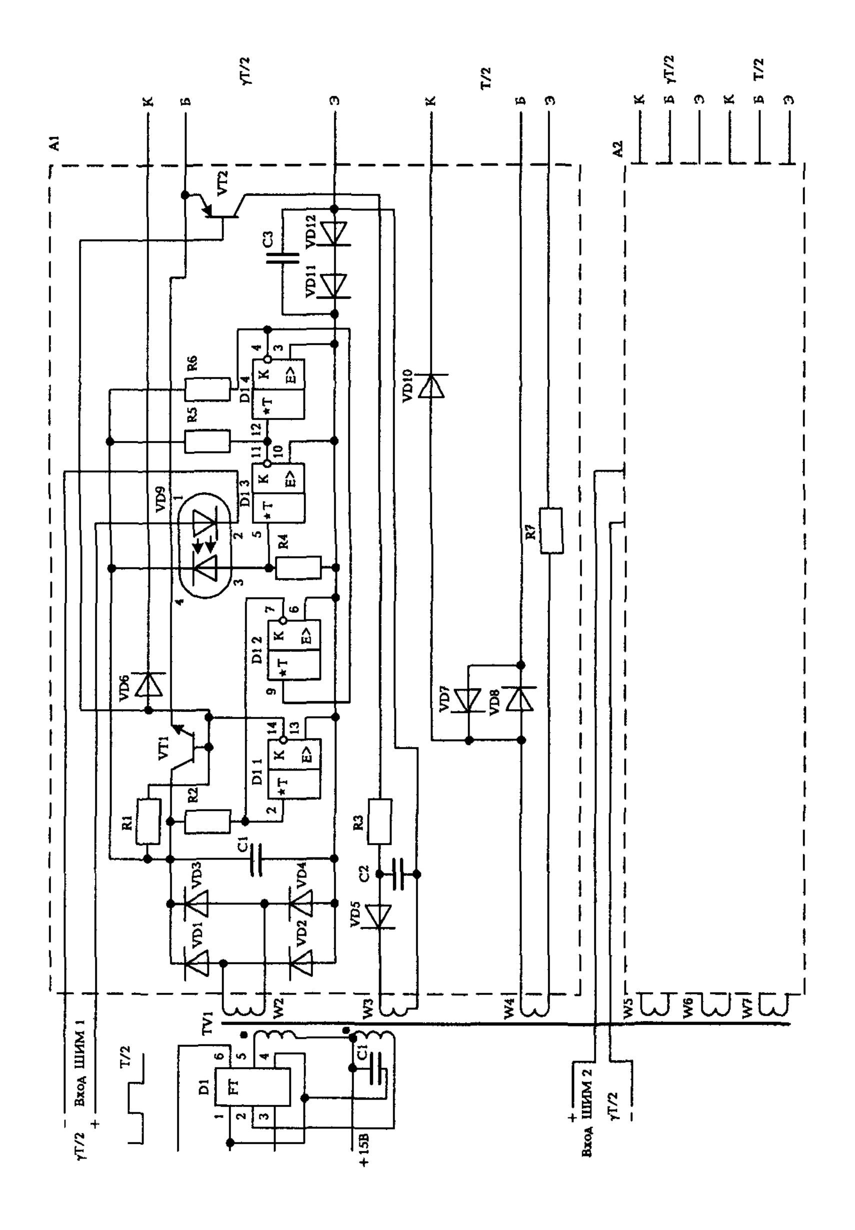


Рис 3.36. Схема предварительного усилителя мощности

Диод VD6, подключенный к коллектору силового транзистора, стабилизирует коэффициент насыщения последнего путем регулирования сопротивления перехода коллектор-эмиттер транзистора VT1. Транзистор VT2 в этот момент времени находится в закрытом состоянии в связи с обратным потенциалом на переходе база-эмиттер. После окончания протекания тока через светоизлучающий диод оптопары VD9 закрывается переход коллектор-эмиттер транзистора D1.3 (выходы 11 и 10), что приводит к отпиранию перехода коллектор-эмиттер (выходы 14 и 13). Этот переход соединяет базу проходного транзистора VT1 с отрицательным полюсом выпрямителя, прекращая тем самым подачу тока в базу силового транзистора.

При отсутствии тока в цепи базы транзистора VT1 отпирается транзистор VT2 благодаря прямому смещению его перехода база-эмиттер. Это приводит к протеканию запирающего тока от отрицательного электрода конденсатора C2 через переход база-эмиттер силового транзистора. Ограничение тока осуществляется при помощи резистора R3. После окончания времени рассасывания и восстановления отрицательного потенциала на базе транзистор VT2 закрывается. При этом отрицательное напряжение на переходе база-эмиттер силового транзистора продолжает сохраняться до прихода следующего отпирающего импульса за счет открытого перехода коллектор-эмиттер (выходы 14 и 13), который соединяет отрицательный полюс конденсатора C3 с базой силового транзистора.

Применение схемы предварительного усилителя мощности на рис. 3.36 в полумостовом инверторе с последовательно соединенными транзисторами типа 2Т841А и возвратными диодами обеспечивает получение выходной мощности инвертора до 500 Вт. В схеме использованы компоненты, которые приведены в табл. 3.3. Электрическая схема трансформатора TV1 показана на рис. 3.37, обмоточные данные приведены в табл. 3.4. Обмотки размещены на магнитопроводе К20×12×6 из феррита марки М2000НМ1-17. Рабочая частота составляет 20 кГц. После изготовления обмоток производится пропитка лаком МЛ-92.

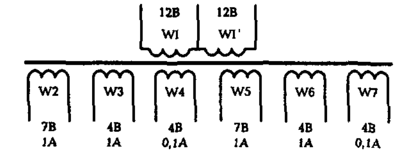


Рис. 3.37. Электрическая схема трансформатора предварительного усилителя мощности

Таблица 3.3. Компоненты схемы предварительного усилителя мощности на рис. 3.36

Схемное обозначение компонента	Тип компонента	Количество
D1	Микросхема 286ЕП3	1
TV1	Трансформатор	1
A1, A2	Формирователь базовых токов	2
C1...C3	Конденсатор К10-47а-25 в-6,8 мкФ-Н90	3
D1	Транзисторная матрица 1НТ251	1
Резисторы		
R1	С2-23-0,5-43 Ом±5% А-В	1
R2	С2-23-0,5-330 Ом±5% А-В	1
R3	С2-29В-0,5-5,11 Ом±1%-1,0-В	1
R4	С2-23-0,25-1,5 кОм±5% А-В	1
R5	С2-23-0,25-680 Ом±5% А-В	1
R6	С2-23-0,25-330 Ом±5% А-В	1
R7	С2-29В-2-2 Ом±1% - 1,0-В	1
VD1...VD8	Диод 2Д212Б	8
VD9	Оптопара 3Д129Б	1
VD10...VD12	Диод 2Д212Б	3
VT1	Транзистор 2Т831А	1
VT2	Транзистор 2Т830А	1

Таблица 3.4. Обмоточные данные трансформатора для схемы на рис. 3.37

Обозначение обмотки	Марка провода и диаметр по меди (мм)	Число витков всего	Число витков в слое	Число слоев обмотки	Число слоев изолирующей бумаги	
					под обмотку	сверху обмотки
W1 W1'	ПЭТВ-2-0,315 ПЭТВ-3-0,315	38 38	38 38	1 1	5	5
W2 W3 W4	ПЭТВ-2-0,315 ПЭТВ-2-0,315 ПЭТВ-2-0,125	23 13 13	23 13 13	1 1 1	—	3
W5 W6 W7	ПЭТВ-2-0,315 ПЭТВ-2-0,315 ПЭТВ-2-0,125	23 13 13	23 13 13	1 1 1	—	3

Существенное расширение области безопасной работы мощного транзисторного ключа возможно за счет коммутации цепи эмиттера высоковольтного биполярного транзистора. На рис. 3.38 представлена схема ключа, рассчитанная на переключение тока до 10 А при напряжении $U_{КЭmax} \leq 350$ В. В цепь эмиттера высоковольтного транзистора VT4 типа 2Т841А (или 2Т847А) включен низковольтный быстродействующий транзистор VT5 типа 2Т819А (или 2Т866А).

Перечень компонентов схемы приведен в табл. 3.5.

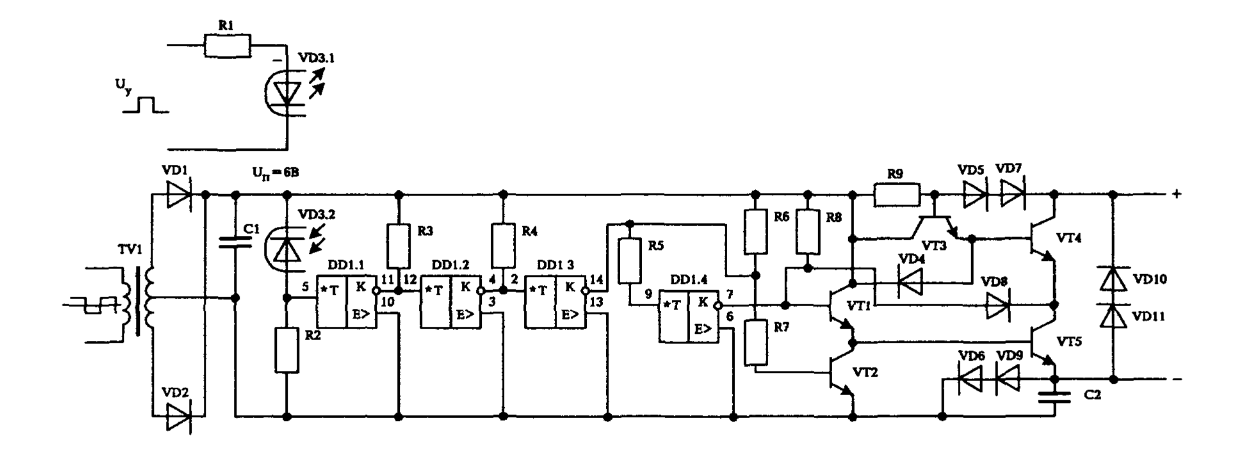


Рис. 3.38. Ключ с коммутацией цепи эмиттера транзистора

Таблица 3.5. Перечень компонентов схемы на рис. 3.38

Схемное обозначение компонента	Тип компонента	Количество
C1, C2	Конденсатор К10-47 В-50 В-6,8 мкФ-Н90	2
DD1	Транзисторная матрица 1НТ251А	1
Резисторы		
R1	С2-23-0,5-56 Ом	1
R2	С2-23-0,25-3,3 кОм	1
R3	С2-23-0,25-1 кОм	1
R4	С2-23-0,25-470 Ом	1
R5	С2-23-0,25-43 Ом	1
R6	С2-23-0,25-56 Ом	1
R7	С2-23-0,25-43 Ом	1
R8, R9	С2-23-0,5-27 Ом	2
Диоды		
TV1	Трансформатор	1
VD1, VD2	2Д212А	2
VD3	30Д129Б	1
VD4...VD9	2Д212А	6
VD10, VD11	2Д213А	2
Транзисторы		
VT1, VT2	2Т630Б	2
VT3	2Т831А	1
VT4	2Т841А	1
VT5	2Т819В	1

При запирании транзистора VT5 цепь эмиттера транзистора VT4 разрывается. Рассасывание избыточных носителей заряда в структуре транзистора VT4 происходит за счет протекания тока нагрузки по цепи: переход коллектор-база транзистора VT4 — диод VD4 — конденсатор C1 — конденсатор C2. При этом опасность возникновения вторичного пробоя высоковольтного транзистора практически устраняется.

Трансформатор TV1, диоды VD1, VD2 и конденсатор C1 образуют гальванически развязанный источник напряжения для электропитания схемы ключа. Диодная оптопара VD3 служит для гальванической развязки устройства управления от предварительного усилителя мощности. Транзисторная матрица DD1 усиливает управляющий сигнал, полученный через оптопару VD3. Транзистор VT1 служит для включения низковольтного транзистора VT5, а транзистор VT2 — для запирания этого транзистора путем подключения заряженного ранее конденсатора C2. Транзистор VT3 обеспечивает отпирающий ток базы высоковольтного транзистора VT4 и регулирует степень его насыщения благодаря наличию диодов VD5 и VD7.

3.3. Унифицированный ряд источников электропитания на базе микросхемы 1114ЕУ3

Источники электропитания на выходную мощность до 150 Вт выполнены в виде ряда типономиналов с выходными напряжениями от 5 до 150 В.

Электрические схемы базовых исполнений показаны на рис. 3.39...3.41.

Во всех типономиналах ряда используются унифицированные устройства: преобразователь напряжения (рис. 3.42, табл. 3.6) и дополнительный источник электропитания (рис. 3.43, табл. 3.7). Выходной трансформатор, выпрямитель и выходной фильтр у отдельных членов ряда имеет схемные и конструктивные отличия.

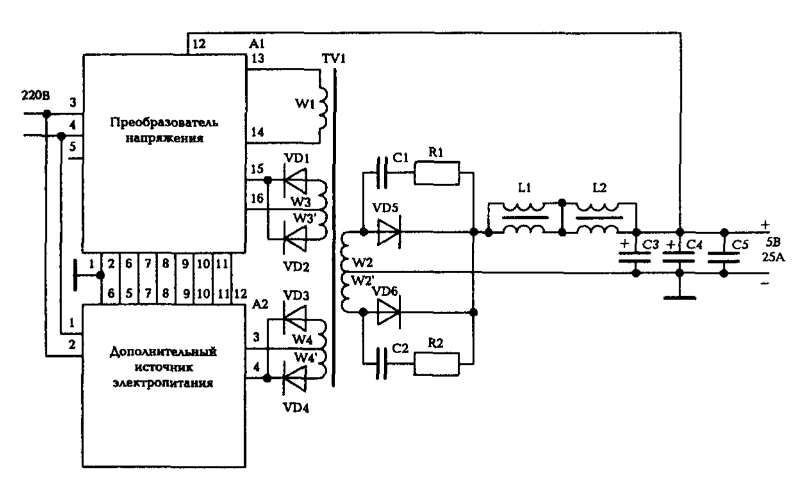


Рис. 3.39. Источник электропитания 5 В, 25 А

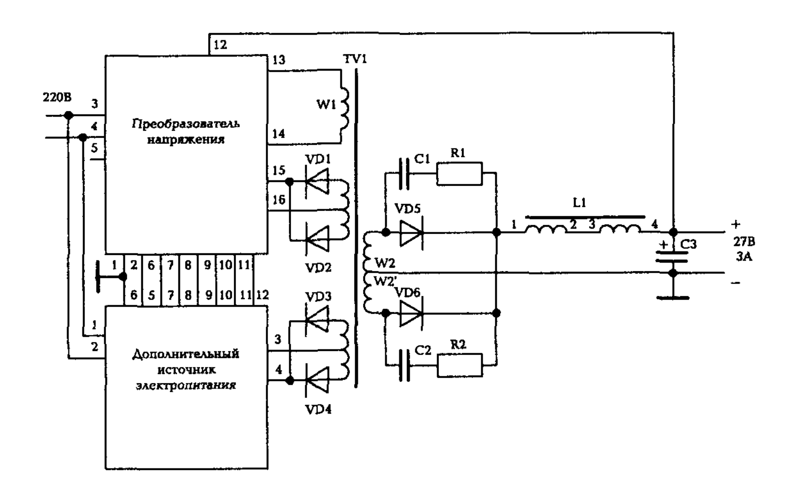


Рис. 3.40. Источник электропитания 27 В, 3 А

Рис. 3.41. Источник электропитания 150 В; 0,5 А

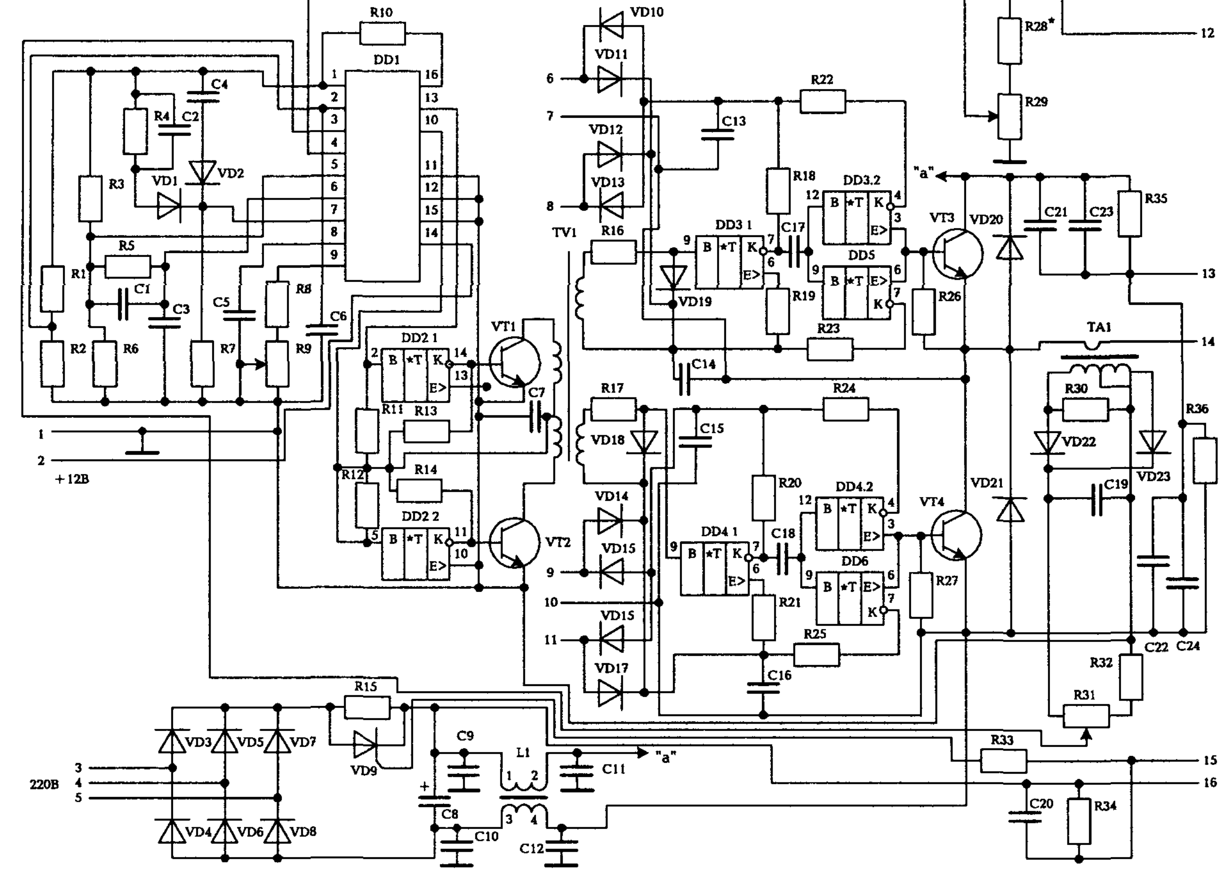


Рис. 3.42. Преобразователь напряжения

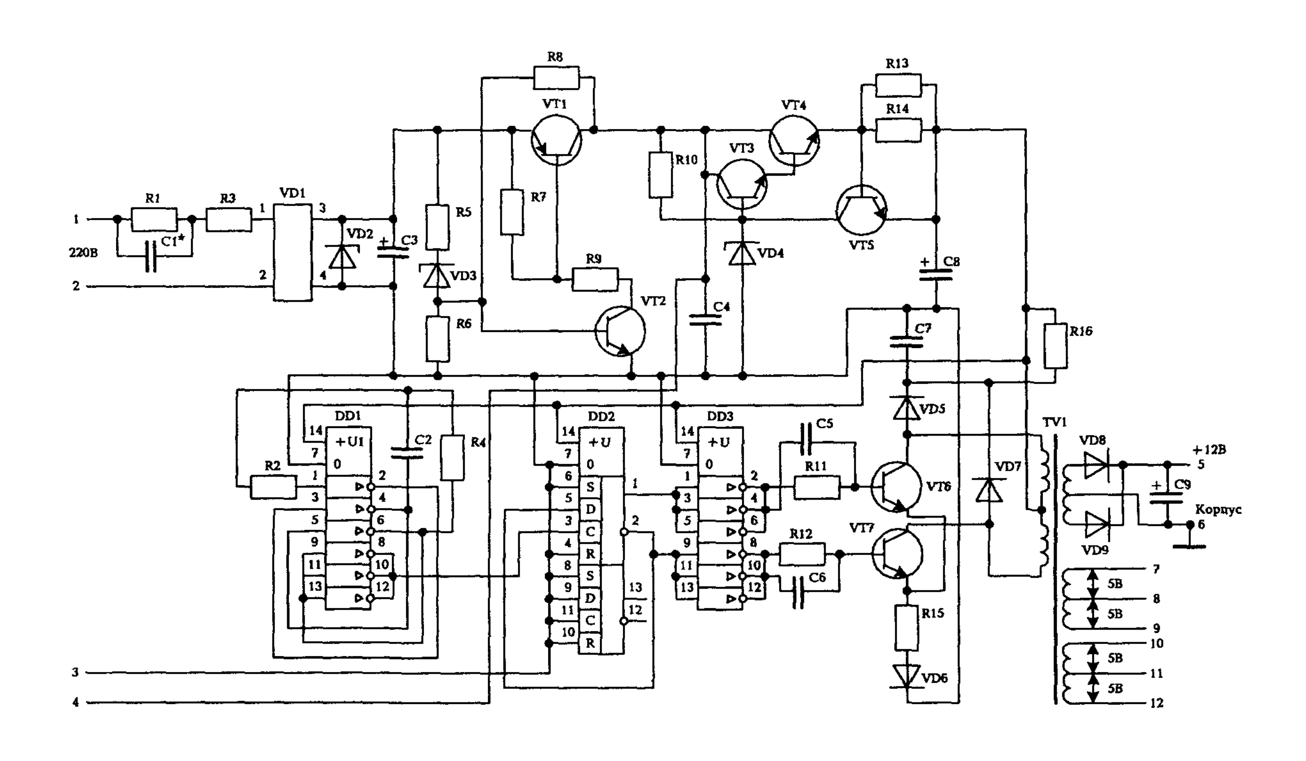


Рис. 3.43. Дополнительный источник электропитания

Таблица 3.6. Компоненты преобразователя напряжения

Схемное обозначение	Тип компонента
Конденсаторы	
C1, C2	К10-17-2б-Н90-0,1 мкФ
C3, C4, C13...C16	К10-17-2б-Н90-1,5 мкФ
C5	К10-17-2б-М47-1200 пФ
C6, C7, C17, C18	К10-17-2б-Н90-0,68 мкФ
C8	К50-27-350 В-100 мкФ
C9...C12	К78-2-1000 В-3300 пФ
C19, C20	К53-18-16 В-22 мкФ
C21 . C24	К73-17-400 В-1 мкФ
DD1	Микросхема 1114ЕУ3
DD2, DD5, DD6	Транзисторная матрица 1НТ251А
DD3, DD4	Транзисторная матрица 2ТС622А
L1	Дроссель Д13-19
Резисторы	
R1.. R3, R6	С2-33Н-0,125-15 кОм ± 5%
R4, R8	С2-33Н-0,125-20 кОм ± 5%
R5	С2-33Н-0,125-100 кОм ± 5 %
R7, R10	С2-33Н-0,125-1 кОм ± 5%
R9	СП3-19а-33 кОм ± 10%
R11...R14	С2-33Н-0,25-680 Ом ± 5%
R15	С5-16МВ-5 Вт-3,3 кОм ± 10%
R16, R17	С2-33Н-О,125-220 Ом ± 5%
R18, R20	С2-33Н-0,5-82 Ом ± 5%
R19, R21	С2-33Н-0,5-10 Ом ± 5%
R22, R24	С2-33Н-0,15-18 Ом ± 5 %
R23, R25, R33	С2-33Н-0,5-43 Ом ± 5%
R26, R27	С2-33Н-0,25-43 Ом ± 5%
R28	С2-33Н-0,5-1,2 кОм ± 5%
R29, R31	СП3-19а-2,2 кОм ± 10%
R30	С2-33Н-0,5-27 Ом ± 5%
R32	С2-33Н-0,25-1,2 кОм ± 5%
R34	С2-33Н-0,25-100 Ом ± 5%
R35, R36	С2-33Н-1 Вт-56 кОм ± 5%
TA1	Трансформатор тока
TV1	Трансформатор напряжения
Диоды	
VD1, VD2, VD18, VD19, VD22, VD23	2Д522Б
VD3.. VD8, VD20, VD21	2Д220Б
VD9	Тиристор 2Т112-10-6-65
VD10 .VD17, VD24, VD25	2Д212А
VT1, VT2	Транзистор
VT3, VT4	Транзистор 2Т841А

Таблица 3.7. Компоненты дополнительного источника электропитания

Схемное обозначение	Тип компонента
Конденсаторы	
С1	К73-17-250 В-0,68 мкФ (0,068 мкФ)
С2	К10-17-2б-Н30-1200 пФ
С3	К50-29-63 В-470 мкФ
С4	К73-17-63 В-4,7 мкФ
С5, С6	К10-17-2б-Н90-0,1 мкФ
С7	К10-17-2б-Н90-0,01 мкФ
С8, С9	К50-29-25 В-10 мкФ
Микросхемы	
DD1, DD3	564ЛН2
DD2	564ТМ2
Резисторы	
R1	С2-33Н-2 Вт-75 кОм ± 5%
R2	С2-33Н-0,125-100 кОм ± 5%
R3	С2-33Н-2 Вт-100 Ом ± 5%
R4	С2-33Н-0,125-3,6 кОм ± 5
R5	С2-33Н-0,5-130 Ом ± 5%
R6, R7, R16	С2-33Н-0,5-1 кОм ± 5%
R8	С2-33Н-0,5-3,6 кОм ± 5%
R9	С2-33Н-0,5-910 Ом ± 5%
R10	С2-33Н-0,5-1,8 кОм ± 5%
R11, R12	С2-33Н-0,125-750 Ом ± 5%
R13, R14, R15	С2-33Н-0,5-1 Ом ± 5%
TV1	Трансформатор
VD1	Диодный мост ЛМ1
VD2	Стабилитрон Д817А
VD3	Стабилитрон КС547А
VD4	Стабилитрон КС515А
VD5...VD9	Диод 2Д212Б
VT1	Транзистор 2Т830В
VT2, VT3, VT5	Транзистор 2Т3117Б
VT4, VT6, VT7	Транзистор 2Т831В

Преобразователь напряжения содержит силовое устройство, устройство управления и формирования базовых токов, сетевой выпрямитель и фильтр радиопомех.

Силовое устройство преобразователя напряжения построено на базе полумостового инвертора, содержащего транзисторы VT3, VT4 и емкостный делитель на конденсаторах C21...C24. Устройство управления выполнено на базе многофункциональной микросхемы DD1, обеспечивающей стабилизацию выходного напряжения источ-

ника посредством широтно-импульсной модуляции, а также защиту от перегрузок на выходе источника.

Связь импульсов управления от микросхемы DD1 с базовыми цепями силовых транзисторов осуществляется через предварительный усилитель мощности, содержащий управляющий трансформатор TV1 и транзисторные сборки DD3...DD6. Предварительный усилитель мощности обеспечивает формирование отпирающих и запирающих токов посредством поочередного подключения разнополярными транзисторами соответствующих напряжений от трансформатора дополнительного источника электропитания.

Дополнительный источник электропитания формирует постоянное напряжение 12 В, гальванически развязанное от входной сети, а также имеет две обмотки со средней точкой с напряжением 6 В для схемы предварительного усилителя мощности.

Первоначальный запуск дополнительного источника происходит от сети. Через гасящий конденсатор C1, резистор R3 и выпрямительный мост VD1 начинает заряжаться накопительный конденсатор C3, напряжение на котором ограничивается стабилитроном VD2. В момент времени, когда конденсатор 3 зарядится до напряжения (45...50) В, включается схема эквивалента тиристора, содержащая транзисторы VT1, VT2 и стабилитрон VD3. После этого напряжение от конденсатора C3 поступает через стабилизатор напряжения (транзисторы VT3, VT4, VT5) в генератор импульсов вида "меандр" (микросхемы DD1, DD2, DD3). Импульсы от микросхемы DD3 поступают на двухтактный преобразователь со средней точкой, который содержит транзисторы VT6, VT7 и трансформатор TV1. Этот преобразователь генерирует необходимые напряжения с частотой 20 кГц для устройства управления и предварительного усилителя мощности.

После включения устройства управления и запуска источника электропитания напряжение от дополнительной обмотки выходного трансформатора поступает в схему взамен напряжения от накопительного конденсатора C3. При этом ток потребления от конденсатора C3 уменьшается и напряжение на его обкладках определяется напряжением стабилитрона VD2. Таким образом, энергия заряженного конденсатора C3 должна быть достаточной для пуска устройства управления и источника.

Компоненты схемы источника электропитания 5 В, 25 А приведены в табл. 3.8.

Таблица 3.8. Компоненты схемы источника электропитания 5 В, 25 А

Схемное обозначение	Тип компонента
Конденсаторы	
C1, C2	К10-17-2б-Н90-0,1 мкФ
C3, C4	К50-33А-6,3В-4700 мкФ
C5	К10-17-2б-Н90-1 мкФ
R1, R2	Резистор С2-33Н-0,5-20 Ом
L1, L2	Дроссель Д13-21
TV1	Трансформатор
VD1...VD4	Диод 2Д212А
VD5, VD6	Диод 2Д2998Б

Трансформатор TV1 выполнен по схеме на рис. 3.44. В качестве магнитопровода применен сердечник Ш12×15 из феррита марки М2000НМ1-14. Обмоточные данные трансформатора показаны в табл. 3.9.

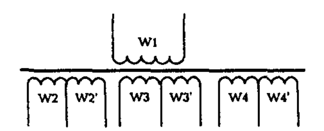


Рис. 3.44. Схема трансформатора источников электропитания 5 В, 25 А и 27 В, 3 А

Таблица 3.9. Обмоточные данные трансформатора источника электропитания 5 В, 25 А (рабочая частота 20 кГц)

Номер обмотки	Напряжение, В	Рабочий ток, А	Провод, диаметр по меди	Число витков		Число слоев
				всего	в слое	
W1	135	2,1	ПЭТВ-2-0,8	51,5	26	2
W2, W2'	8; 8	30	Лента ДПРНТ 0,2×25 МДН1	3+3	1	6
W3, W3'	8; 8	0,5	ПЭТВ-2-0,4	3+3	6	1
W4, W4'	20, 20	0,5	ПЭТВ-2-0,4	7,5+7,5	15	1

Компоненты схемы источника электропитания 27 В, 3 А приведены в табл. 3.10. Электрическая схема трансформатора TV1 показана на рис. 3.44. В качестве магнитопровода использован сердечник Ш10×10 из феррита марки М2000НМ1-14. В табл. 3.11 приведены обмоточные данные трансформатора.

Таблица 3.10. Компоненты источника электропитания 27 В, 3 А

Схемное обозначение	Тип компонента
C1, C2	Конденсатор К10-47-250 В-Н30-3300 пФ
C3	Конденсатор К50-33А-63 в-1500 мкФ

Схемное обозначение	Тип компонента
L1	Дроссель Д13-18
R1, R2	Резистор С2-33Н-1 Вт-120 Ом ± 5%
TV1	Трансформатор
VD1...VD4	Диод 2Д212А
VD5, VD6	Диод 2Д213А

Таблица 3.11. Обмоточные данные трансформатора источника электропитания 27 В, 3 А (рабочая частота 25 кГц)

Номер обмотки	Напряжение, В	Рабочий ток, А	Тип провода, диаметр по меди	Число витков		Число слоев
				всего	в слое	
1	132	0,8	ПЭТВ-2-0,56	81,5	32	3
2, 2	33; 33	3	ПЭТВ-2-1,0	45	16	3
3, 3	8; 8	0,5	ПЭТВ-2-0,28	5	5	1
4, 4	20, 20	0,5	ПЭТВ-2-0,28	12,3	12,3	1

Компоненты схемы источника электропитания 150 В; 0,5 А приведены в табл. 3.12. На рис. 3.45 показана электрическая схема трансформатора TV1 этого источника. Магнитопровод (сердечник Ш8×8) выполнен из феррита М2000НМ1-14. Обмоточнне данные трансформатора приведены в табл. 3.13.

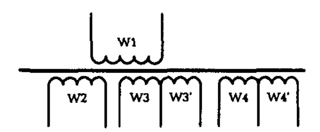


Рис. 3.45. Схема трансформатора источника электропитания 150 В; 0,5 А

Таблица 3.12. Компоненты источника электропитания 150 В; 0,5 А

Схемное обозначение	Тип компонента
C1	Конденсатор К73-16-400 В-0,022 мкФ
C2	Конденсатор К50-33А-160 В-470 мкФ
L1, L2	Дроссель Д13-19
R1	Резистор С2-33Н-1 Вт-10 кОм
R2	Резистор С2-33Н-0,5 Вт-147 кОм
TV1	Трансформатор
VD1 . VD4	Диод 2Д212А
VD5...VD8	Диод 2Д230И

Таблица 3.13. Обмоточные данные трансформатора источника электропитания 150 В; 0,5 А (рабочая частота 25 кГц)

Номер обмотки	Напряжение, В	Рабочий ток, А	Тип провода, диаметр по меди	Число витков		Число слоев
				всего	в слое	
W1	132	0,73	ПЭТВ-2-0,45	122,5	33	4
W2	182	0,5	ПЭТВ-2-0,4	170	36	5
W3, W3'	8	0,5	ПЭТВ-2-0,4	8	8	1
W4, W4'	20	0,5	ПЭТВ-2-0,4	18,5	18,5	1

На рис. 3.46 приведен источник электропитания с выходным напряжением 5 В постоянного тока 25 А, рассчитанный на работу от бортсети 27 В ± 3 В и обеспечивающий гальваническую развязку входной и выходной цепей.

Силовая часть источника представляет собой двухтактный преобразователь со средней точкой трансформатора. Преобразователь работает с частотой 100 кГц. Он содержит транзисторы VT4 и VT5 типа 2Т866А и трансформатор TV4. Трансформатор тока TV3, включенный в первичные обмотки трансформатора TV4, формирует сигнал для срабатывания защиты от превышения тока. Диоды VD15, VD16 и RC-цепочка из R25 и C16 служат для снижения перенапряжений на силовых транзисторах преобразователя. Выходной выпрямитель собран на диодных сборках VD21, VD22 типа Е182ВС.

Управление силовыми транзисторами методом ШИМ обеспечивает многофункциональная микросхема DD1 типа 1114ЕУ3. Формирование базовых токов (прямого и обратного) обеспечивается предварительным усилителем мощности, собранным на транзисторных сборках DD2 и DD3 и транзисторах VT6...VT9. Оптоэлектронные диодные пары VD13, VD14 служат для обеспечения гальванической развязки по цепи управления.

В состав источника электропитания входит дополнительный источник для электропитания схемы управления и предварительного усилителя мощности гальванически развязанным напряжением. В основе дополнительного источника лежит двухтактный автогенератор с цепочкой запуска, собранный на транзисторах VT1, VT2, VT3 и трансформаторах TV1, TV2. Причем трансформатор TV1 работает с заходом в режим насыщения и определяет выходную частоту автогенератора. Дополнительный источник имеет на выходе напряжения ±5 В относительно средней точки и 15 В.

Конструктивно источник представляет собой модуль с размерами 262×187,3×20 мм (печатная плата 233,4×160 мм). Охлаждение воздушное принудительное при температуре окружающей среды от

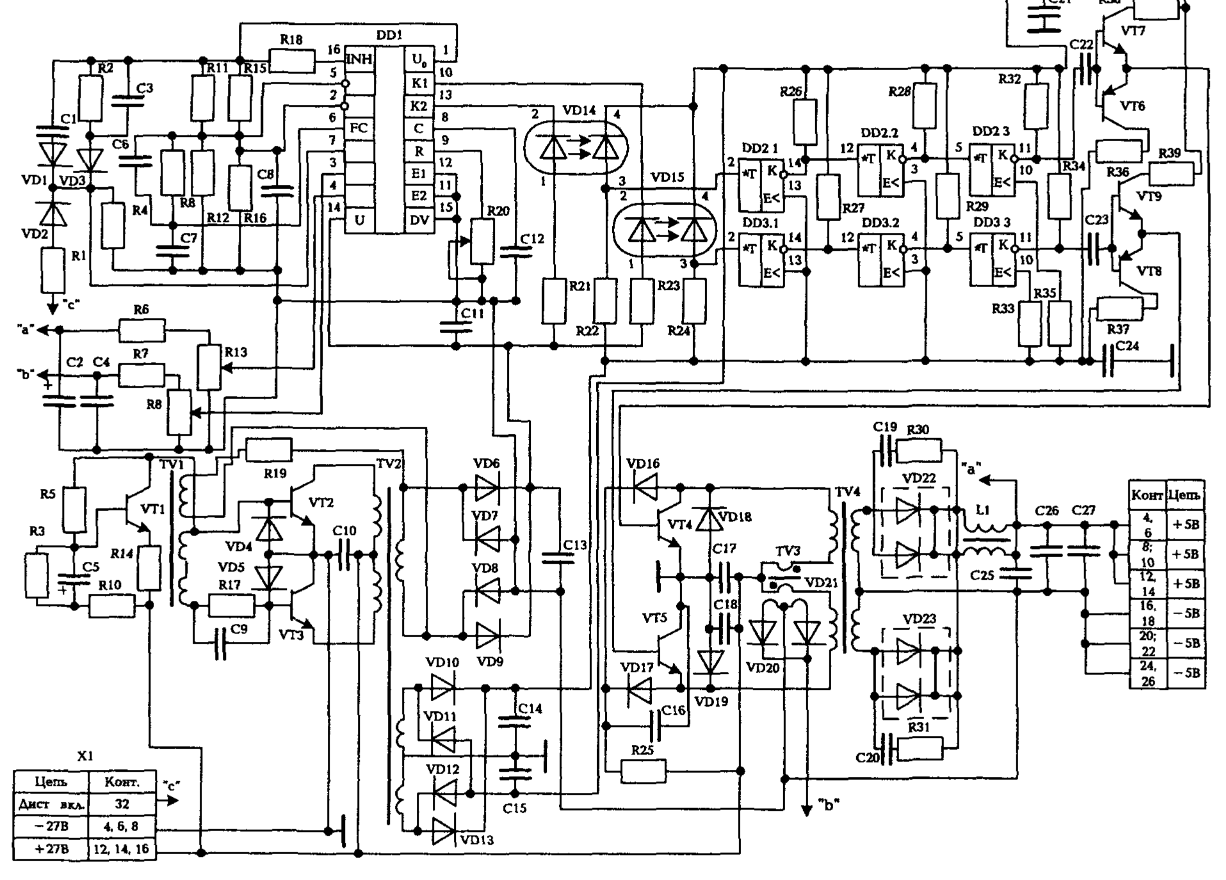


Рис. 3.46. Электрическая схема источника электропитания 5 В, 25 А с входным напряжением 27 В постоянного тока

минус 10 до +65 °С. Основные характеристики источника электропитания:

выходное напряжение $U_{вых}$ = 5 В;

выходной ток $I_{вых}$ = 25 А;

нестабильность выходного напряжения при воздействии влияющих величин не более 2%;

пульсация выходного напряжения не более 1%;

КПД не менее 75%.

В схеме имеется возможность дистанционного включения и отключения. Перечень компонентов схемы приведен в табл. 3.14.

Таблица 3.14. Перечень компонентов схемы на рис. 3 46

Схемное обозначение	Тип компонента
Конденсаторы	
С1...С3	К10-17а-Н90-1,5 мкф-В
С4	К50-18-16 В-47 мкФ±10%
С5, С10, С17	К50-18-40 В-22 мкФ±10%
С6	К10-17-2б-Н90-0,22 мкФ
С7, С8, С11	К10-17-Н90-1,0 мкФ
С9	К10-17-2б-М47-5600 пФ
С12	К10-17-2б-М47-1200 пФ
С13	К50-18-20 В-22 мкФ±10%
С14, С15	К50-18-16 В-10 мкФ±10%
С16	К10-47а-100 В-0,1 мкФ-Н30
С18	К10-47а-50 В-1,5 мкФ
С19, С20	К10-17-2б-Н90-0,1 мкФ
С21. .С24	К10-17а-Н90-0,68 мкФ-В
С25, С26	К53-31-6,3 В-150 мкФ
С27	К10-47а-25 В-6,8 мкФ
DD1	Микросхема 1114ЕУ3
DD2, DD3	Транзисторная матрица 2ТС622А
L1	Дроссель Д13-21
Резисторы	
R1, R4, R6, R7, R10	С2-33Н-0,25-1кОм±5%
R2	С2-33Н-0,125-4,7 кОм±5%
R3	С2-33Н-0,125-15 кОм±5%
R5	С2-33Н-0,125-270 Ом±5%
R8	С2-33Н-0,25-470 кОм
R9, R13	СП5-16ВА-О,25-1,5 кОм±5%
R11, R12, R15, R16	С2-33Н-0,125-10 кОм±5%
R14	С2-33Н-0,125-2,7 кОм±5%
R17	С2-33Н-0,25-10 Ом±5%

Схемное обозначение	Тип компонента
R18	С2-33Н-0,25-560 Ом±5%
R19	С2-33Н-0,5-62 Ом±5%
R20	СП5-16ВА-0,25-4,7 кОм±5%
R21, R23	С2-33Н-0,5-300 Ом±5%
R22, R24	С2-33Н-0,125-3,3 кОм±5%
R25	С2-33Н-1-1,5 кОм±5%
R26, R27	С2-33Н-0,25-5,6 кОм±5%
R28, R29	С2-33Н-0,25-470 Ом±5%
R30, R31	С2-33Н-1-43 Ом±5%
R32, R34	С2-33Н-0,5-82 Ом±5%
R33, R35	С2-33Н-0,5-43 Ом±5%
R36, R37	С2-33Н-1-5,1 Ом±5%
R38, R39	С2-33Н-1-2 Ом±5%
TV1	Трансформатор
TV2	Трансформатор
TV3	Трансформатор тока
TV4	Трансформатор выходной
VD1 ..VD5, VD21, VD20	Диод 2Д522Б
VD6...VD13, VD17, VD16	Диод 2Д212А
VD15, VD14	Оптопара диодная 30Д129Б
VD19, VD18	Диод 2Д213А
VD23, VD22	Диодная сборка Е182ВС
VT1	Транзистор 2Т312В
VT2, VT3, VT6, VT8	Транзистор 2Т630Б
VT4, VT5	Транзистор 2Т866А
VT7, VT9	Транзистор 2Т830А
X1, X2	Вилка DIN 41612-VG 95324

3.4. Источник электропитания на базе микросхемы 1114ЕУ1

На рис. 3.47 представлена электрическая принципиальная схема источника электропитания с выходным напряжением $U_{вых}$ = 5 В и выходным током $I_{вых}$ = 60 А. В табл. 3.15 приведены компоненты источника. Схема рассчитана на работу от сети трехфазного тока частоты 400 Гц с напряжением (220±22) В или от сети постоянного тока с напряжением (265...330) В. Источник содержит отдельные компоненты и функциональные узлы, схемы которых приведены на рис. 3.3, 3.4, 3.21, 3.36.

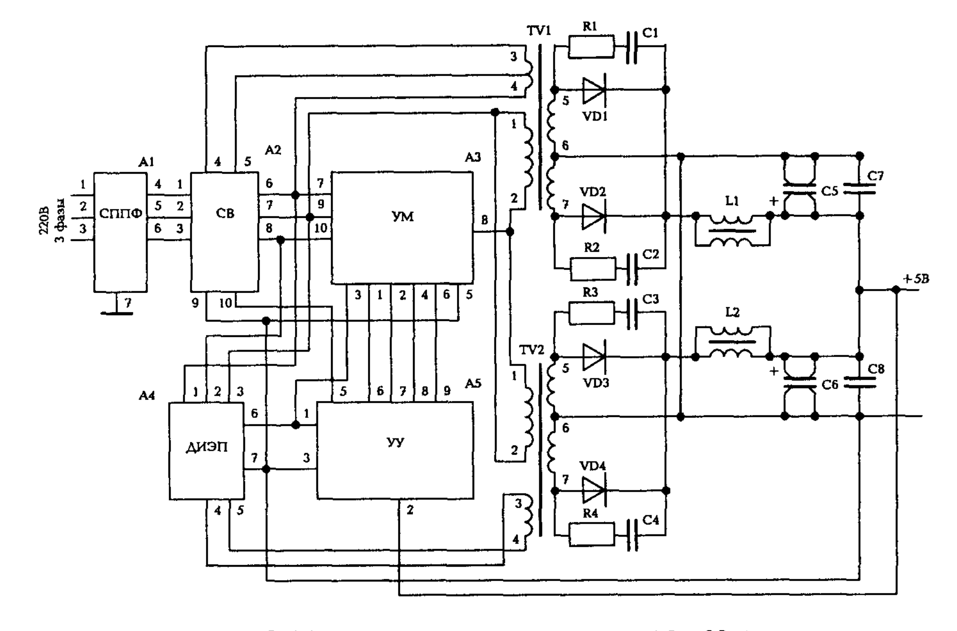


Рис. 3.47. Источник электропитания 5 В, 60 А

Таблица 3.15. Перечень компонентов источника электропитания 5 В 60 А

Схемное обозначение	Тип компонента
А1	Сетевой помехоподавляющий фильтр СППФ
А2	Сетевой выпрямитель СВ
А3	Усилитель мощности УМ
А4	Дополнительный источник электропитания ДИЭП
А5	Устройство управления УУ
Конденсаторы	
С1.. С4	К10-17-2б-Н90-0,1 мкФ
С5, С6	К50-33А-6,3 В-6800 мкФ
С7, С8	К10-17-2б-Н90-0,68 мкФ
L1.. L2	Дроссель Д13-21
R1 R4	Резистор С2-33Н-0,5-20 Ом ± 5%
TV1...TV2	Трансформатор напряжения
VD1...VD4	Диод 2Д2998В

Выходная часть источника, начиная с усилителя мощности УМ, представляет собой два параллельно включенных канала, в состав которых входят трансформаторы TV1 и TV2, выпрямительные диоды VD1...VD4 с шунтирующими цепочками R1C1, R2C2, R3C3, R4C4, дроссели L1 и L2, конденсаторы C5...C8.

Трансформаторы TV1 и TV2 выполнены на магнитопроводах Ш12×15 из феррита М2000НМ1. Несущими конструкциями функциональных узлов служат печатные платы, которые крепятся на шасси источника. Узлы УУ и ДИЭП выполнены на одной печатной плате. Диоды VD1...VD4 устанавливаются на радиатор, который служит боковой стенкой источника.

3.5. Источники электропитания персональных ЭВМ

Источники электропитания персональных ЭВМ (ПЭВМ) рассчитаны на входное напряжение однофазного переменного тока (в большинстве случаев) или напряжение постоянного тока. Выходные каналы обычно имеют напряжения +5, +12, минус 5, минус 12 В постоянного тока. Источники выполняются с выходной мощностью всех каналов от 65 до 350 Вт (табл. 3.16). Если требуется мощность выше 250 Вт, то целесообразно использовать несколько источников из указанного ряда.

Таблица 3.16. Параметры источников электропитания профессиональных ПЭВМ

Тип (модель)	Фирма-изготовитель (страна)	Число выходных каналов	Суммарная выходная мощность, Вт	Объем, дм^3 (масса, кг)	Удельный показатель, Вт/дм^3 (Вт/кг)
МИВЭП4-3	(РФ)	4	65	1,86	34,9
МИВЭП4-2		4	90	1,86	48,4
МИВЭП4-1		4	150	1,86	80,6
МИВЭП3-2		4	200	1,86	107,5
МИВЭП3-1		4	220	1,86	118,3
БТ21-010	(РФ)	3	175	(1,0)	(175)
БТ33-010		3			
МЭП225	(РФ)	4	225	1,79	125,6
MES-110	Computer product	7	110	1,46	75,3
Mini-Lite	Lite-One	4	200	1,5	133,3
DFS2500	Bicor	4	220	2,99	73,6
2200	Power components	4	220	3,07	71,7
MTS-telekomm	Todd product	3	160	1,86	86,0
		3	250	1,86	134,4
XL350	CEI	4	350	2,57	136,2

Электрические схемы большинства современных источников электропитания ПЭВМ выполняются на базе двухтактного полумостового инвертора. Различие их определяется, в основном, способом возбуждения устройства запуска (с самовозбуждением или с принудительным возбуждением).

Входные цепи

В состав входных цепей могут входить следующие компоненты: входной трехштыревой разъем; сетевой выключатель; выходной трехгнездовой разъем для подключения кабеля электропитания дисплея; плавкий предохранитель; ограничивающий терморезистор; помехоподавляющий фильтр; сетевой выпрямитель; сглаживающий фильтр; разрядный резистор.

Типовая схема входных цепей источника показана на рис. 3.48. Плавкий предохранитель F1 служит для отключения источника от сети при неисправности (коротком замыкании или перегрузке) во входных цепях источника. Инерционность предохранителя и разброс уставки срабатывания по току не обеспечивают надежную защиту источника при перегрузках или коротком замыкании в нагрузке.

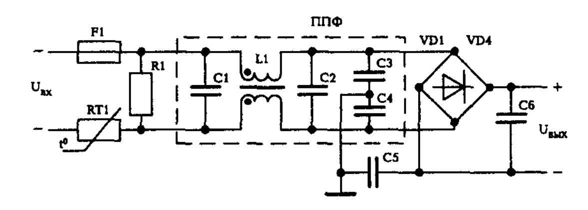


Рис. 3.48. Входные цепи источника электропитания ПЭВМ

Терморезистор RT1 имеет отрицательный ТКС и предназначен для ограничения броска зарядного тока через конденсаторы. При включении источника терморезистор находится в холодном состоянии и его сопротивление составляет несколько Ом, благодаря чему ограничивается бросок зарядного тока через конденсаторы полумостовой схемы инвертора. Прохождение тока через терморезистор приводит к его нагреву и снижению сопротивления, что обеспечивает малые потери напряжения. После выключения источника из сети рекомендуется выдержать паузу в течение одной-двух минут перед следующим включением источника в сеть, чтобы схема успела перейти в исходное состояние.

Помехоподавляющий фильтр ППФ предназначен для снижения уровня высокочастотных импульсных помех из сети в источник и из источника в сеть. В состав ППФ обычно входят дроссель и конденсаторы. Вносимое затухание в полосе пропускания характеризуется падением напряжения на фильтре, которое обычно не превышает 2% номинального напряжения сети. Конденсатор C1 оказывает значительное сопротивление для тока сети, в то же время для

высокочастотного тока симметричной помехи этот конденсатор имеет малое сопротивление.

Обмотки дросселя L1 имеют одинаковое число витков и включены таким образом, чтобы создаваемые ими потоки компенсировались и не намагничивали магнитопровод. В этом случае индуктивности обеих обмоток дросселя имеют максимальные значения независимо от значения входного тока из сети. Магнитные потоки, создаваемые высокочастотным током, помехи взаимно компенсируются, чем достигается преимущество такого включения дросселя.

Через конденсатор C2 замыкается оставшаяся после прохождения дросселя часть симметричной высокочастотной помехи. Кроме того, этот конденсатор снижает уровень помех от выпрямителя VD1...VD4 как в сторону сети, так и в сторону нагрузки.

Высокоомный резистор R1 предназначен для разряда конденсаторов сетевого фильтра после отключения источника от сети. Наличие этого резистора диктуется требованиями техники базопасности.

Чтобы исключить проникновение несимметричных импульсных помех от источника в сеть, применяются конденсаторы C3, C4. Несимметричные импульсные помехи могут проникать из инвертора в нагрузку через общий провод цепей выпрямленного тока. В некоторых схемах указанный общий провод соединен с корпусом источника через фильтрующий конденсатор C5 малой емкости (единицы нанофарад). Это обеспечивает замыкание большей части тока импульсной помехи через конденсатор C5 внутри схемы источника.

На выходе выпрямителя VD1...VD4 может устанавливаться сглаживающий фильтр (конденсатор C6).

Некоторые исполнения источников электропитания рассчитаны на различные входные напряжения сети (как правило, 220 или 110 В). Это вызвано различием номиналов напряжений в разных странах:

110 В, 50 Гц — Боливия, Сенегал;

110 В, 60 Гц — Гаити, Гондурас, Тайвань, Ямайка;

115 В, 60 Гц — Багамы, Гватемала, Сальвадор;

120 В, 50 Гц — Вьетнам, Марокко;

120 В, 60 Гц — Венесуэла, Канада, Куба, Мексика, США;

127 В, 60 Гц — Саудовская Аравия, Таити;

220 В, 50 Гц — большинство стран Европы, СНГ, многие страны Африки и Среднего Востока;

240 В, 50 Гц — Абу-Даби, Гибралтар, Кипр, Мальта, ряд стран Азии и бассейна Тихого океана;

250 В, 50 Гц — Австралия.

Для учета напряжения сети в источниках используется либо механический переключатель 220/110 В, либо схема автоматического распознавания номинала сетевого напряжения.

Переключатель 220/110 В (или 230/115 В) должен находиться в разомкнутом состоянии при напряжении 220 В (рис. 3.49). В этом случае выпрямление осуществляется мостовой схемой, которая подзаряжает оба конденсатора инвертора С1 и С2 одновременно. При напряжении сети 110 В переключатель должен находиться в замкнутом состоянии. Выпрямление в этом случае осуществляется по схеме удвоения напряжения и конденсаторы С1 и С2 подзаряжаются по очереди в разные полупериоды сетевого напряжения (рис. 3.50).

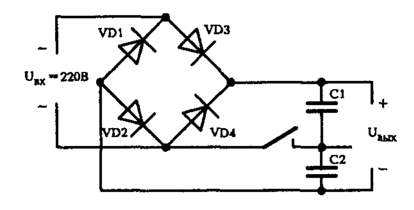


Рис. 3.49. Мостовая схема выпрямления

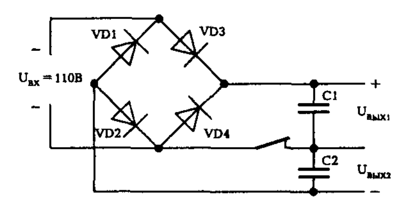


Рис. 3.50. Схема выпрямления с удвоением напряжения

Схемы автоматического распознавания номинала сетевого напряжения показаны на рис. 3.51 и 3.52.

Схема в составе источника электропитания SS-220B (рис. 3.51) работает следующим образом. Во входную цепь источника включено пороговое устройство, содержащее схему управления (транзисторы VT1, VT2; стабилитроны VD4, VD3) и исполнительный компонент (симистор VS1). Последний выполняет функции переключателя. Электропитание схемы осуществляется от выпрямителя (диод VD2) со сглаживающим фильтром (конденсатор С6). При показанном на рис. 3.51 подключении сети диод VD2 выпрямляет отрицательные

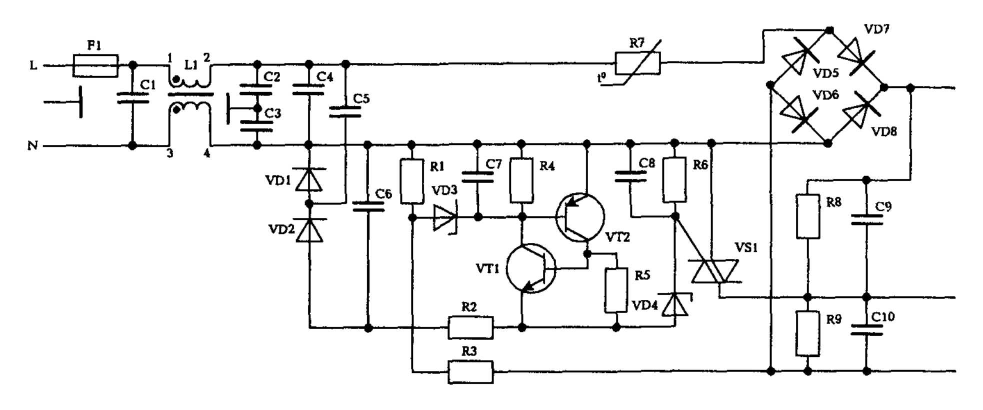


Рис. 3.51. Схема автоматического распознавания номинала сетевого напряжения источника SS-200 B

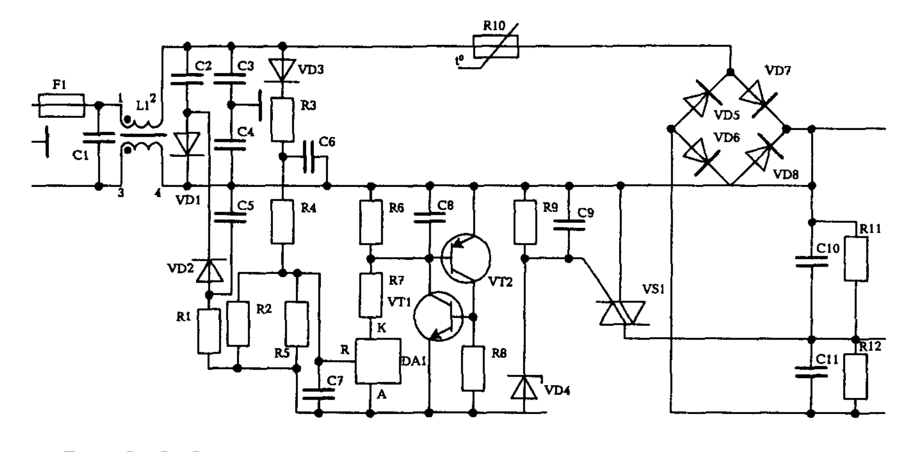


Рис. 3.52. Схема автоматического распознавания номинала сетевого напряжения источника SP-200W

полупериоды сетевого напряжения. Ток заряда емкости C6 проходит по цепи: нулевой вывод N сети; выводы 3 и 4 дросселя L1; конденсатор C6; диод VD2; конденсатор C5; выводы 2 и 1 дросселя L1; предохранитель F1; вывод L фазы сети.

Конденсаторы C5 и C6 образуют емкостный делитель, причем на емкости C5 гасится большая часть сетевого напряжения. Диод VD1 обеспечивает прохождение тока перезаряда емкости C5 в положительные полупериоды сетевого напряжения. Стабилитрон VD3 является первичным пороговым компонентом схемы.

При отрицательной полуволне сетевого напряжения ток может проходить от входного вывода N через переход эмиттер-база транзистора VT2 к катоду стабилитрона VD3, далее через резистор R3 и диод VD5 к выходному выводу L. Пробивное напряжение стабилитрона VD3 выбирается таким, что при напряжении сети 110 В он находится в закрытом состоянии. При этом закрыты также транзисторы VT2 и VT1 триггерной схемы, а напряжение конденсатора C6 через резисторы R6 и R2 приложено к стабилитрону VD4.

У стабилитрона VD4 пробивное напряжение ниже по сравнению с напряжением на конденсаторе C6. Поэтому стабилитрон пробивается и ток проходит по цепи: положительный вывод конденсатора C6; управляющий переход симистора VS1; стабилитрон VD4; резистор R2; отрицательный вывод конденсатора C6. Симистор при этом открывается и соединяет среднюю точку конденсаторов полумостовой схемы инвертора с нулевым выводом N сети. Таким образом, выпрямление производится по схеме удвоения.

При напряжении сети 220 В стабилитрон VD3 открывается в первый отрицательный полупериод сетевого напряжения и ток протекает по цепи: нулевой вывод сети; выводы 3 и 4 дросселя L1; переход эмиттер-база транзистора VT2; стабилитрон VD3; резистор R3; диод VD5; терморезистор R7; выводы 2 и 1 дросселя L1; предохранитель F1; вывод L фазы сети. Транзисторы VT1 и VT2 триггерной схемы переходят в режим насыщения и закорачивают стабилитрон VD4. Запасенная в конденсаторе C6 энергия рассеивается резистором R2, благодаря чему потенциалы анода и катода стабилитрона VD4 отличаются незначительно и он закрывается. Через управляющий переход симистора VS1 ток не проходит и он остается в закрытом состоянии. При этом происходит двухполупериодное выпрямление сети диодами VD5...VD8.

Схема автоматического распознавания номинала сетевого напряжения на рис. 3.52 несколько отличается от схемы на рис. 3.51. В отрицательные полупериоды сетевого напряжения через диод VD2 протекает ток заряда конденсатора C5 по цепи: нулевой провод N сети; конденсатор C5; диод VD2; конденсатор C2; фазный вывод L сети. В положительные полупериоды сетевого напряжения конденсатор C2 возвращает накопленную энергию в сеть через диод VD1. Состояние транзисторов VT1 и VT2 триггерной схемы определяется управляемым стабилитроном DA1 (например, микросхемой TL431C). Напряжение стабилизации этого стабилитрона изменяется в зависимости от потенциала на управляющем электроде R.

Уровень напряжения на конденсаторе С6 определяется номиналом сетевого напряжения. Заряд конденсатора осуществляется в положительные полупериоды сетевого напряжения по цепи: вывод L фазы сети; диод VD3; резистор R3; конденсатор С6; нулевой вывод N сети. В делителе, образованном резистором R3 и конденсатором С6, большая часть сетевого напряжения падает на резисторе. При этом напряжения на конденсаторах С6 и С5 включены согласно и их сумма подается на делитель, содержащий резисторы R4, R2, R5. Напряжение с нижнего плеча делителя (резисторы R2, R5) подается на управляющий электрод R микросхемы DA1.

При напряжении сети 110 В напряжение на управляющем электроде микросхемы не превышает уровень 2,5 В, поэтому микросхема находится в закрытом состоянии. Транзисторы VT1 и VT2 при этом также закрыты. Напряжение конденсатора С5 пробивает стабилитрон VD4 и открывает симистор VS1, который соединяет среднюю точку конденсаторов С10 и С11 с нулевым выводом сети, т. е. образует схему удвоения напряжения.

При напряжении сети 220 В транзисторы VT1 и VT2 переходят в режим насыщения, поэтому стабилитрон VD4 и симистор VS1 остаются в закрытом состоянии, т. е. происходит двухполупериодное выпрямление сети.

Схемы запуска

Рассмотрим особенности построения схем с самовозбуждением и с принудительным возбуждением. В схеме на рис. 3.53 входное выпрямленное напряжение сети подается на делитель, содержащий резисторы R4...R7. Этот делитель является базовым для обоих силовых транзисторов VT1 и VT2. Под воздействием суммарного напряжения $U_{вх}$ на конденсаторах С6 и С7 начинает протекать ток по базовым цепям транзисторов, содержащим компоненты: положительный вывод конденсатора С6; резисторы R4, R8; переход база-эмиттер транзистора VT1; резисторы R6, R9; переход база-эмиттер транзистора VT2; общий провод отрицательной цепи; отрицательный вывод конденсатора С7. Этот ток приоткрывает оба транзистора, в результате чего через выводы 1—2 трансформатора TV2 начинают протекать токи взаимно противоположных направлений.

Ток через транзистор VT1 протекает по цепи: положительный вывод конденсатора С6; шина +310 В; переход коллектор-эмиттер транзистора VT1; выводы 5 и 6 трансформатора TV1; выводы 1 и 2 трансформатора TV2; конденсатор С5; отрицательный вывод конденсатора С6.

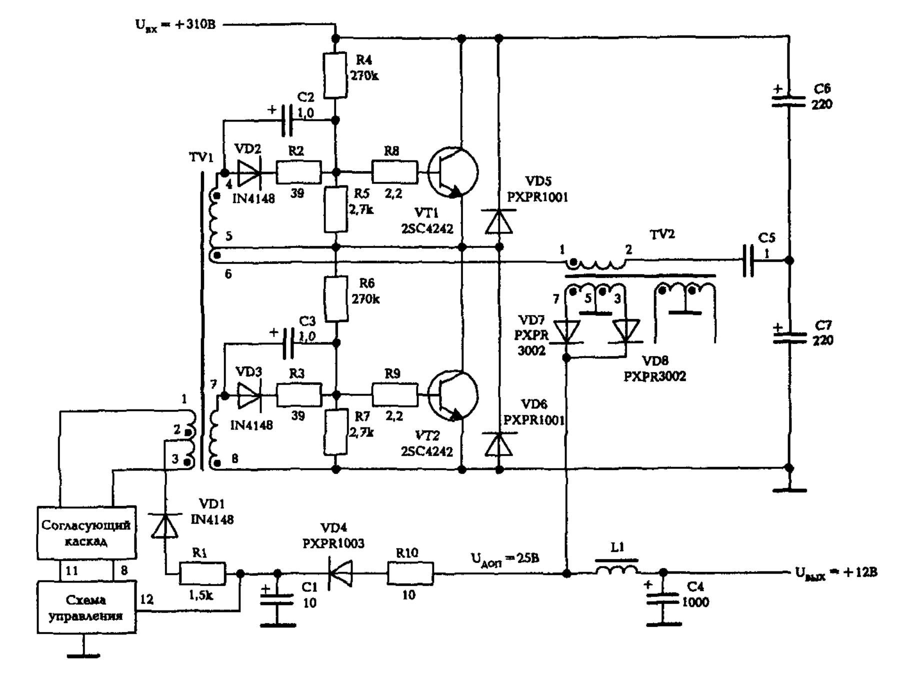


Рис. 3.53. Схема запуска с самовозбуждением источника электропитания типа GT-150W

Ток через транзистор VT2 протекает по цепи: положительный вывод конденсатора C7; конденсатор C5; выводы 2 и 1 трансформатора TV2; выводы 6 и 5 трансформатора TV1; переход коллектор-эмиттер VT2; общий провод отрицательной цепи; отрицательный вывод конденсатора C7.

При равенстве токов, протекающих в противоположных направлениях через дополнительные (пусковые) витки 5—6 трансформатора TV1, результирующий ток равен нулю и схема не может запуститься. Такой режим существует только теоретически. В реальных схемах всегда имеет место технологический разброс коэффициентов усиления по току транзисторов VT1 и VT2, поэтому транзисторы приоткрыты в различной степени. В результате ток одного из транзисторов больше тока другого транзистора, результирующий ток через витки 5—6 трансформатора TV1 отличен от нуля и протекает в одном из направлений.

Если транзистор VT2 приоткрыт в большей степени, чем транзистор VT1, то ток протекает от вывода 6 к выводу 5 трансформатора

TV1. Если в большей степени приоткрыт транзистор VT1, то ток протекает от вывода 5 к выводу 6.

Рассмотрим работу схемы для последнего случая. При протекании тока через витки 5—6 трансформатора TV1 появляется напряжение на всех обмотках этого трансформатора. Потенциал вывода 4 становится выше потенциала вывода 5. Под действием разности этих потенциалов в базу транзистора VT1 течет ток по цепи: вывод 4 трансформатора TV1; диод VD2; резистор R2; резистор R8; переход база-эмиттер транзистора VT1; вывод 5 трансформатора TV1. Этот ток дополнительно приоткрывает транзистор VT1. В это же время потенциал вывода 7 трансформатора TV1 становится ниже потенциала вывода 8 и запирает транзистор VT2. Далее начинает проявляться действие положительной обратной связи. Оно заключается в том, что при увеличении тока через переход коллектор-эмиттер транзистора VT1 и витки 5-6 трансформатора TV1 на витках 4—5 возрастает напряжение, которое еще в большей степени приоткрывает транзистор VT1, создавая дополнительный ток в его базовой цепи. Этот процесс развивается лавинообразно в течение короткого времени и приводит к полному открыванию транзистора VT1 и запиранию транзистора VT2. Через открытый транзистор VT1 и первичную обмотку (выводы 1, 2) трансформатора TV2 начинает линейно нарастать ток, что приводит к появлению импульса напряжения на всех обмотках этого трансформатора.

Импульс напряжения с выводов 7—5 трансформатора TV2 заряжает накопительную емкость C1. Напряжение с емкости C1 подается на вход электропитания схемы управления и на согласующий каскад. Схема управления запускается и генерирует на выходных выводах 11 и 8 прямоугольные последовательности импульсов, которые подаются на предварительный усилитель. Последний осуществляет переключение транзисторов VT1 и VT2. На всех обмотках трансформатора TV2 появляются импульсные напряжения номинального уровня. При этом напряжения с обмоток 3—5 и 7—5 постоянно подзаряжают конденсатор C1, поддерживая неизменным уровень напряжения около 27 В. Таким образом, контур обратной связи обеспечивает электропитание схемы управления в режиме самоподпитки и источник выходит на рабочий режим.

На рис. 3.54 представлен вариант рассмотренной схемы, в котором начальный толчок для запуска получается с помощью вспомогательного выпрямителя, содержащего диод VD9 и конденсатор C6. От вспомогательного выпрямителя в первый положительный полу-

период сетевого напряжения подается запускающий импульс на резистивный делитель в цепи баз транзисторов. Это ускоряет процесс запуска, поскольку первоначальное отпирание одного из ключей происходит одновременно с зарядом сглаживающих конденсаторов. В остальном работа схемы аналогична источнику на рис. 3.53.

Схема запуска с принудительным возбуждением — на рис. 3.55.

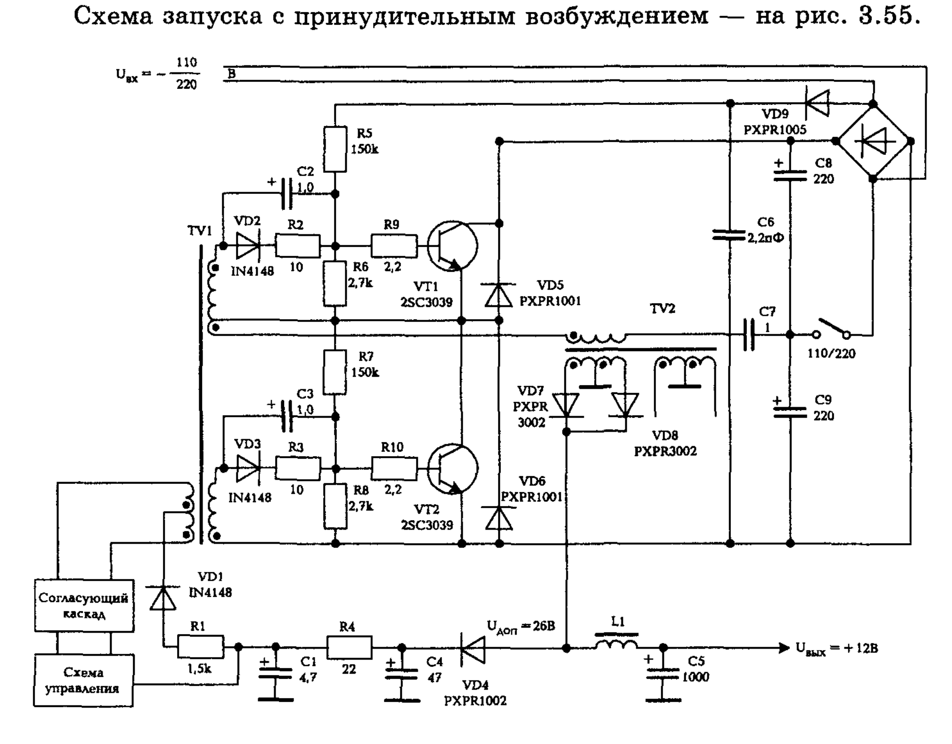


Рис. 3.54. Схема запуска с самовозбуждением источника электропитания типа LPS-02-150XT

На первичную обмотку пускового трансформатора TV1 подается напряжение сети полное (при значении 110 В) или половинное (при значении 220 В). Напряжение вторичной обмотки выпрямляется мостовой схемой диодов VD5...VD8, сглаживается конденсатором C1 и значением (10...11) В подается на схему управления и трансформатор TV3. Одновременно происходит заряд конденсаторов C2 и C3, поэтому к моменту подачи напряжения на схему управления силовой каскад будет готов к работе. После запуска схема управления выдает прямоугольные импульсы, которые через предварительный усилитель мощности переключают силовые транзисторы VT1 и VT2.

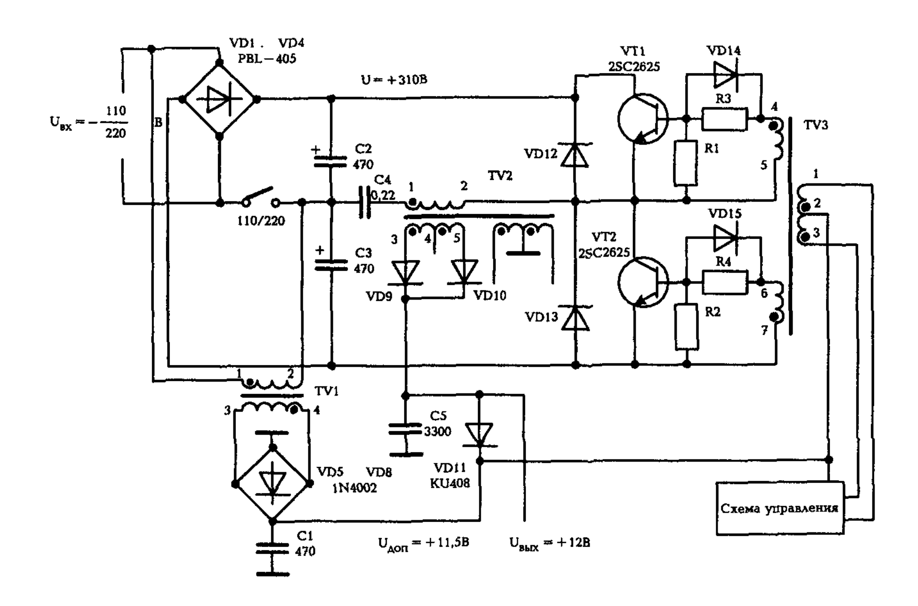


Рис. 3.55. Схема запуска с принудительным возбуждением источника электропитания типа PS-200 B

После выхода источника на режим и появления выходного напряжения электропитание схемы управления осуществляется выходным напряжением через диод VD11. Это напряжение несколько выше напряжения мостовой схемы диодов VD5...VD8, поэтому указанные диоды пускового выпрямителя запираются и в дальнейшем не влияют на работу схемы источника электропитания.

Источник может быть выполнен с электропитанием схемы управления только от пускового выпрямителя, т. е. без подпитки через диод VD11. Однако в этом случае уровень пульсаций напряжения $U_{доп}$ несколько выше, чем при электропитании схемы управления выходным напряжением $U_{вых}$.

Таким образом, основное отличие рассмотренных схем заключается в том, что в схеме с самовозбуждением вначале осуществляется переключение силовых транзисторов, в результате чего появляется напряжение $U_{доп}$ электропитания микросхемы. В схеме с принудительным возбуждением вначале появляется напряжение $U_{доп}$, а затем происходит переключение силовых транзисторов. Следует отметить, что в схемах с самовозбуждением напряжение $U_{доп} = 26$ В выше по сравнению с $U_{доп} = 12$ В в схеме с принудительным возбуждением.

Выходные цепи

Источники электропитания ПЭВМ имеют четыре выходных канала, в которых осуществляется выпрямление и фильтрация напряжений вторичных обмоток силового трансформатора. Рассмотрим один из вариантов выходных цепей источника электропитания.

На рис. 3.56 показаны выходные цепи источника типа KYP150W. Поскольку выходные каналы построены примерно одинаково, то можно ограничиться рассмотрением одного из них (например, с выходным напряжением +12 В). Пусть при отпирании первого силового транзистора ток проходит от вывода 1 к выводу 2 первичной обмотки. На выводе 3 вторичной обмотки индуцируется положительный потенциал, а на выводе 7 — отрицательный потенциал относительно корпуса. Это приводит к протеканию линейно нарастающего тока по цепи: вывод 3 трансформатора; верхний диод сборки BD1; обмотка W2 дросселя L1; дроссель L3; нагрузка; конденсатор C8; корпус; вывод 5 трансформатора. На этом интервале работы источника нижний диод сборки BD1 закрыт отрицательным напряжением на аноде. Одновременно с подзарядом конденсатора C8 в магнитопроводах дросселей L1 и L3 запасается магнитная энергия.

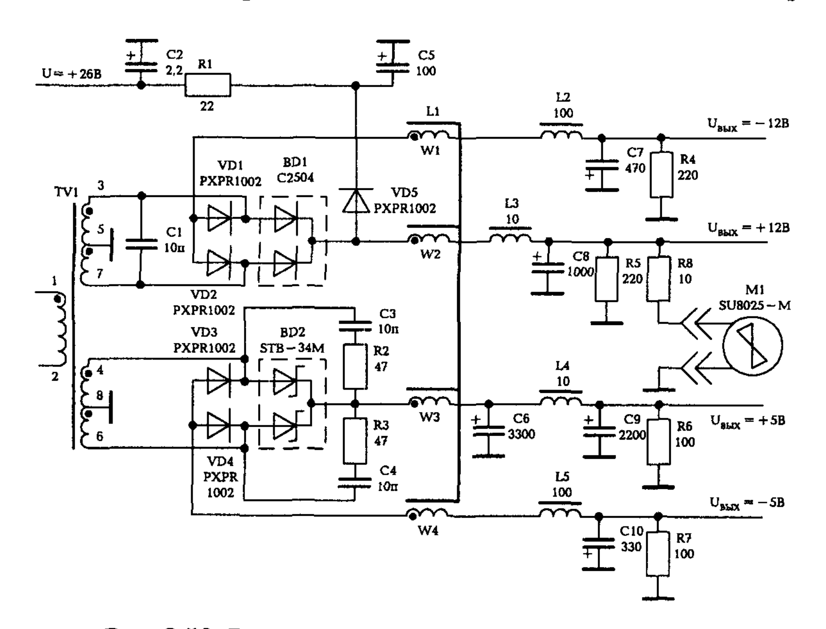


Рис. 3.56. Выходные цепи источника электропитания типа KYP-150W

После запирания силового транзистора в первичной обмотке трансформатора ток спадает до нуля. Напряжения вторичных обмоток также снижаются до нуля и наступает пауза, в течение которой энергия, запасенная в дросселях L1 и L3, передается в нагрузку и конденсатор C8. Ток подзаряда конденсатора C8 во время паузы протекает по цепи: дроссель L3; конденсатор C8; корпус; выводы 5—3 и 5—7 трансформатора; диоды сборки BD1; обмотка W2 дросселя L1. В следующий интервал времени открывается второй силовой транзистор и от вывода 2 к выводу 1 первичной обмотки трансформатора начинает протекать линейно нарастающий ток. Направление этого тока противоположно направлению тока при отпирании первого силового транзистора. Полярность напряжения на выводе 7 вторичной обмотки трансформатора положительная, а на выводе 3 — отрицательная отнсительно корпуса.

На этом интервале времени в проводящем состоянии находится нижний диод сборки BD1, а верхний диод сборки находится в закрытом состоянии. Линейно нарастающий ток через обмотку W2 дросселя L1 и дроссель L3 проходит через нагрузку и одновременно подзаряжает конденсатор 8. В течение последующей паузы накопленная в магнитопроводах дросселей L1 и L3 энергия передается в нагрузку и конденсатор C8. Далее процессы повторяются. Следует отметить, что конденсатор C8 разряжается на нагрузку в течение всего времени работы источника электропитания.

Резисторы R4...R7, включенные параллельно выходным конденсаторам C7...C10, служат для ускорения разрядки конденсаторов схемы после отключения источника электропитания от сети. Этим обеспечивается приведение схемы в исходное состояние перед последующим включением.

Выходные напряжения отрицательной полярности могут быть получены различными способами. В рассмотренной схеме на рис. 3.56 отрицательные напряжения получают выпрямлением и сглаживанием напряжений вторичных обмоток трансформатора. Встречается вариант выходных цепей, когда от вторичных обмоток получают только три выходных напряжения: +5; +12; минус 12 В. Напряжение минус 5 В получают из канала минус 12 В с помощью интегрального стабилизатора напряжения (например, трехвыводного типа 7905).

Для снижения динамических потерь в процессе коммутации и устранения режима короткого замыкания при переключении в сильноточном канале +5 В используется сборка диодов Шоттки,

обладающих сравнительно малым временем восстановления обратного сопротивления.

Схемы защиты

Источник электропитания ПЭВМ обычно выполняет несколько защитных функций, т. е. имеет несколько схем защиты. Срабатывание любой из этих схем защиты вызывает отключение всех выходных каналов путем воздействия на микросхему управления.

Схемы защиты от короткого замыкания можно классифицировать на защиту от КЗ на выходе сильноточных каналов и защиту от КЗ на выходе слаботочных каналов. В составе ПЭВМ к сильноточным относят каналы с напряжениями +5 и +12 В, к слаботочным — каналы с напряжениями минус 5 и минус 12 В. Подобное разделение объясняется тем, что уставка срабатывания (т. е. чувствительность) схемы защиты в сильноточных каналах не обеспечивает защиту в каналах слаботочных.

Рассмотрим для примера обеспечение защитных функций в источнике электропитания типа PS-200 B (рис. 3.57). Схема защиты содержит отключающую схему контроля ширины управляющего импульса и неполную схему контроля перенапряжения.

Отключающая схема ширины управляющего импульса имеет датчик — трансформатор тока TA1, первичная обмотка которого включена последовательно с первичной обмоткой силового трансформатора TV1. Импульсы тока, трансформируемые во вторичной обмотке датчика TA1, выпрямляются диодами VD2...VD5 и сглаживаются конденсатором C6. Резистор R16 является обязательной подгрузкой датчика тока.

Напряжение на конденсаторе C6 пропорционально ширине импульсов тока через первичную обмотку трансформатора TA1, т. е. ширине управляющих импульсов на базах силовых транзисторов инвертора. Это напряжение подается на пороговую схему, содержащую стабилитрон VD1 с напряжением стабилизации 5,1 В и резистор R1. Если ширина управляющих импульсов не превышает допустимого предела, то напряжение на конденсаторе C6 не превышает 5,1 В, стабилитрон VD1 находится в закрытом состоянии и потенциал базы транзистора VT1 равен нулю. В этом случае закрыты транзисторы VT1, VT2 и тиристор VS1.

Потенциал вывода 4 схемы управления определяется номиналами резисторов R7 и R8. При закрытом транзисторе VT2 потенциал вывода 4 в установившемся режиме составляет 0,55 В и переключения компаратора DA1 не влияют на работу микросхемы управления

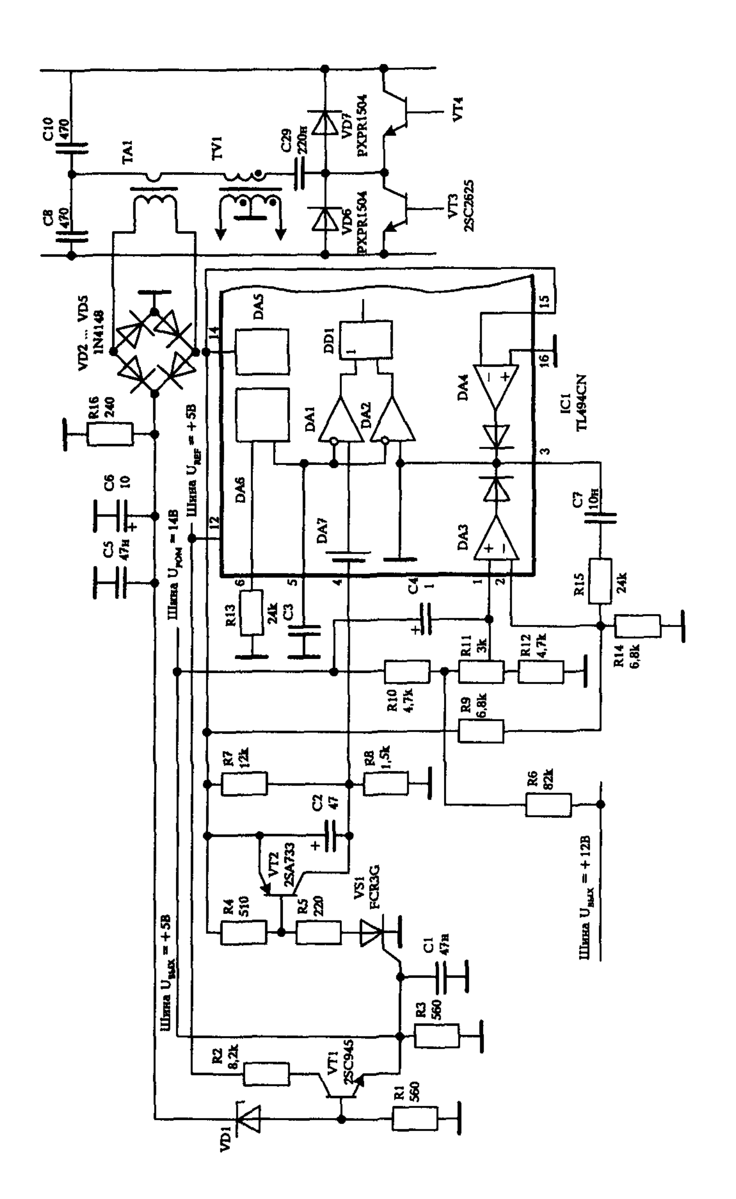


Рис. 3.57. Схема защиты в источнике электропитания типа PS-200 В

IC1. Возрастание тока нагрузки одного из сильноточных каналов приводит к увеличению ширины управляющих импульсов и повышению напряжения на конденсаторе C6. При превышении этим

напряжением уровня +5,1 В стабилитрон VD1 открывается и в базу транзистора VT1 проходит ток по цепи: положительный вывод конденсатора C6; стабилитрон VD1; переход база-эмиттер транзистора VT1; резистор R3; корпус. Транзистор VT1 открывается и в управляющий электрод тиристора VS1 течет ток по цепи: шина электропитания +14 В; резистор R2; переход коллектор-эмиттер транзистора VT1; управляющий переход тиристора VS1; корпус. Тиристор открывается и ток через резистор R5 в базовой цепи транзистора VT2 переводит этот транзистор в открытое состояние. Открытый транзистор VT2 замыкает выводы 14 и 4 микросхемы управления, что приводит к отключению источника электропитания.

Защита от перенапряжений на выходе канала +5 В осуществляется схемой, содержащей стабилитрон VD1 и резистор R3. Когда напряжение шины U_{REF} превышает значение +5,1 В, стабилитрон VD2 пробивается и тиристор VS1 открывается. Это приводит к открыванию транзистора VT2 и защитному отключению. В данном случае не используется ограничение ширины управляющих импульсов, поэтому на вывод 15 микросхемы управления (инвертирующий вход усилителя ошибки DA4) подается напряжение шины U_{REF}, а вывод 16 (неинвертирующий вход DA4) соединен с корпусом.

В рассматриваемой схеме стабилизация выходных напряжений осуществляется только по каналам +5 и +12 В. Между шинами выходных напряжений +5 и +12 В включен делитель напряжения R6, R10. Напряжение от средней точки этого делителя подается на делитель R11, R12. Таким образом, сигнал обратной связи на неинвертирующий вход усилителя ошибки DA3 складывается из отклонений двух напряжений. Поэтому отклонение напряжения любой из шин (+5 или +12 В) изменит напряжение в средней точке делителя R6, R10 и, следовательно, изменит сигнал обратной связи с резистора R11 на усилитель ошибки.

Схема вентилятора

В состав источника электропитания ПЭВМ входит вентилятор для принудительного охлаждения самого датчика и электронных средств системного блока. Вентилятор выполняется на базе бесколлекторного вентильного двигателя постоянного тока с внешним ротором. Коллекторный двигатель постоянного тока в составе ПЭВМ не применяется, так как его щеточный узел является источником электромагнитных помех и требует проведения регламентных работ в связи с износом щеток. В большинстве схем источников электро-

питания для двигателя используется входное напряжение +12 В, в некоторых случаях электропитание на двигатель подается от шины минус 12 В. Потребляемый вентилятором ток равен примерно 0,12 А.

На роторе бесколлекторного двигателя размещены постоянные магниты, создающие поток возбуждения, а на статоре расположены обмотки. Для обеспечения угла сдвига 90 градусов между потоком возбуждения магнитов и намагничивающей силой обмоток переключение обмоток статора производится в определенные моменты времени и с заданной последовательностью. Положение ротора определяется при помощи датчика Холла, который управляет работой электронных ключей.

Электрическая схема вентильного двигателя SU8025-M показана на рис. 3.58. Датчик Холла HG управляет транзисторами VT1 и VT2, которые работают в ключевом режиме и находятся в противоположных состояниях. Обмотка статора состоит из четырех катушек. В зависимости от положения ротора с вывода 3 датчика Холла HG поступает управляющий сигнал низкого или высокого уровня. При сигнале высокого уровня транзистор VT1 открыт, а транзистор VT2 закрыт и через обмотки фазы А протекает ток возбуждения. При повороте ротора вектор магнитной индукции поля ротора также поворачивается и меняет свое направление, в результате чего с вывода датчика HG подается сигнал низкого уровня, которым закрывается транзистор VT1 и открывается транзистор VT2. При этом ток возбуждения будет проходить через обмотки фазы В. Вращение ротора продолжается после переключения транзисторов в том же направлении.

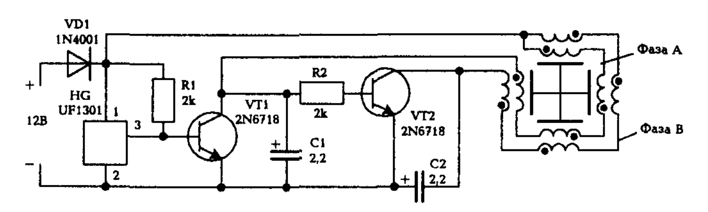


Рис. 3.58. Схема вентильного двигателя типа SU8025-M

При коммутации транзисторов импульсные токи через обмотки вызывают перенапряжения, которые определяются индуктивностями этих обмоток. Для снижения уровня перенапряжений параллельно переходам коллектор-эмиттер транзисторов включены кон-

денсаторы C1 и C2. Диод VD1 служит для защиты сети электропитания от проникновения в нее выбросов напряжения, создаваемых транзисторами.

Схема вентильного двигателя типа MD1208PTC1 показана на рис. 3.59. В этой схеме управление коммутирующими транзисторами VT2 и VT3 производится при помощи транзистора VT1, который работает в ключевом режиме и осуществляет поочередную коммутацию транзисторов.

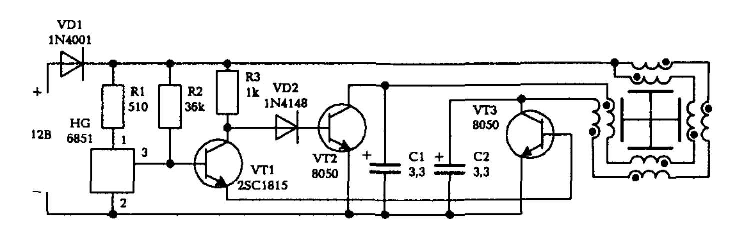


Рис. 3.59. Схема вентильного двигателя типа MD1208PTS1

Обмотки статора двигателя имеют малое омическое сопротивление, поэтому выход из строя коммутирующих транзисторов может привести к их перегоранию. Для ограничения тока через обмотки статора в цепь электропитания двигателя включается токоограничивающий резистор, сопротивление которого выбирается равным примерно 10 Ом.

3.6. Пример источника электропитания ПЭВМ

Ниже рассмотрена схема источника электропитания типа PS6220C с выходной мощностью 200 Вт (рис. 3.60). Входное напряжение сети подается на схему через выключатель PWRSW. Сетевой предохранитель F101 рассчитан на ток 4 А и напряжение 250 В. От выходного трехконтактного разъема напряжение может подаваться на монитор. От двухконтактного разъема JP1 напряжение сети подается на мостовую схему выпрямления BR1 через терморезистор THR1, а также на первичную обмотку пускового трансформатора T1.

Выпрямленное мостовой схемой BR1 напряжение сглаживается конденсаторами C1 и C2, которые образуют два плеча полумостовой схемы силового инвертора. Напряжение, подаваемое на силовой инвертор, равно 310 В.

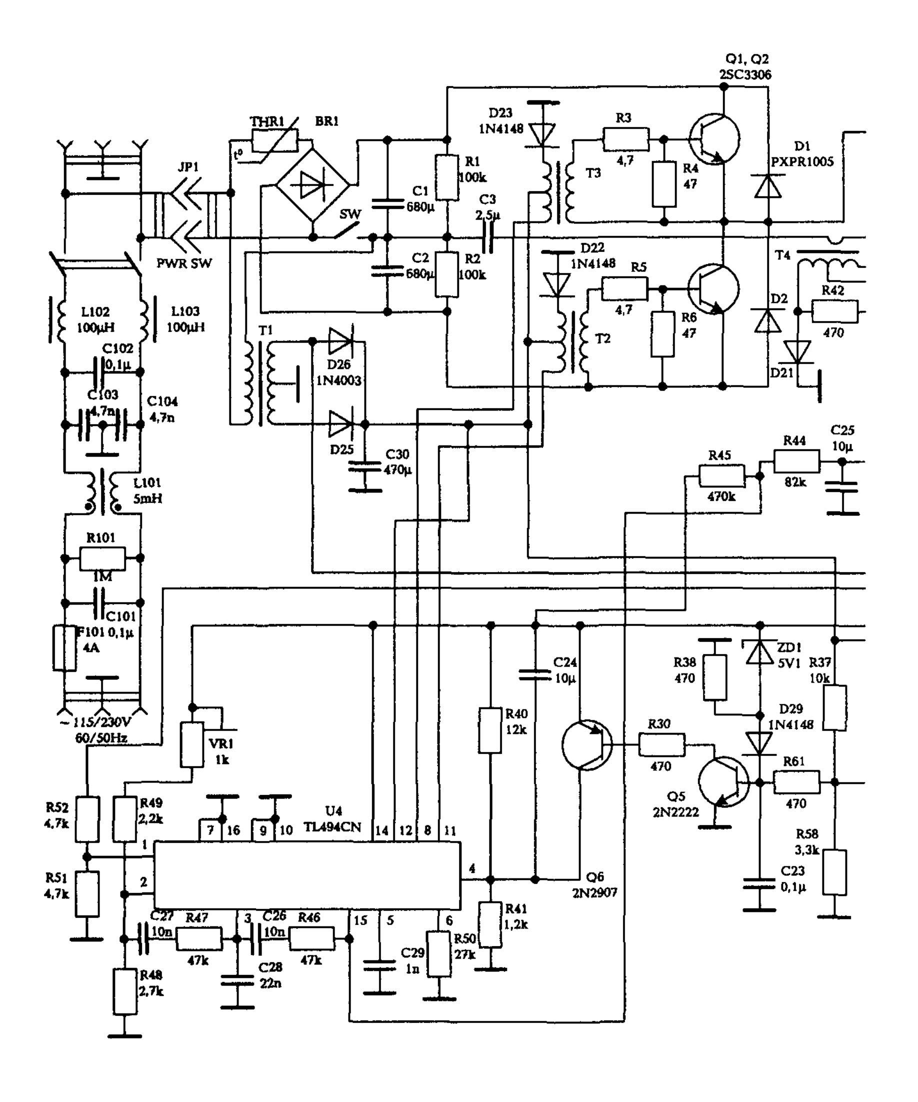
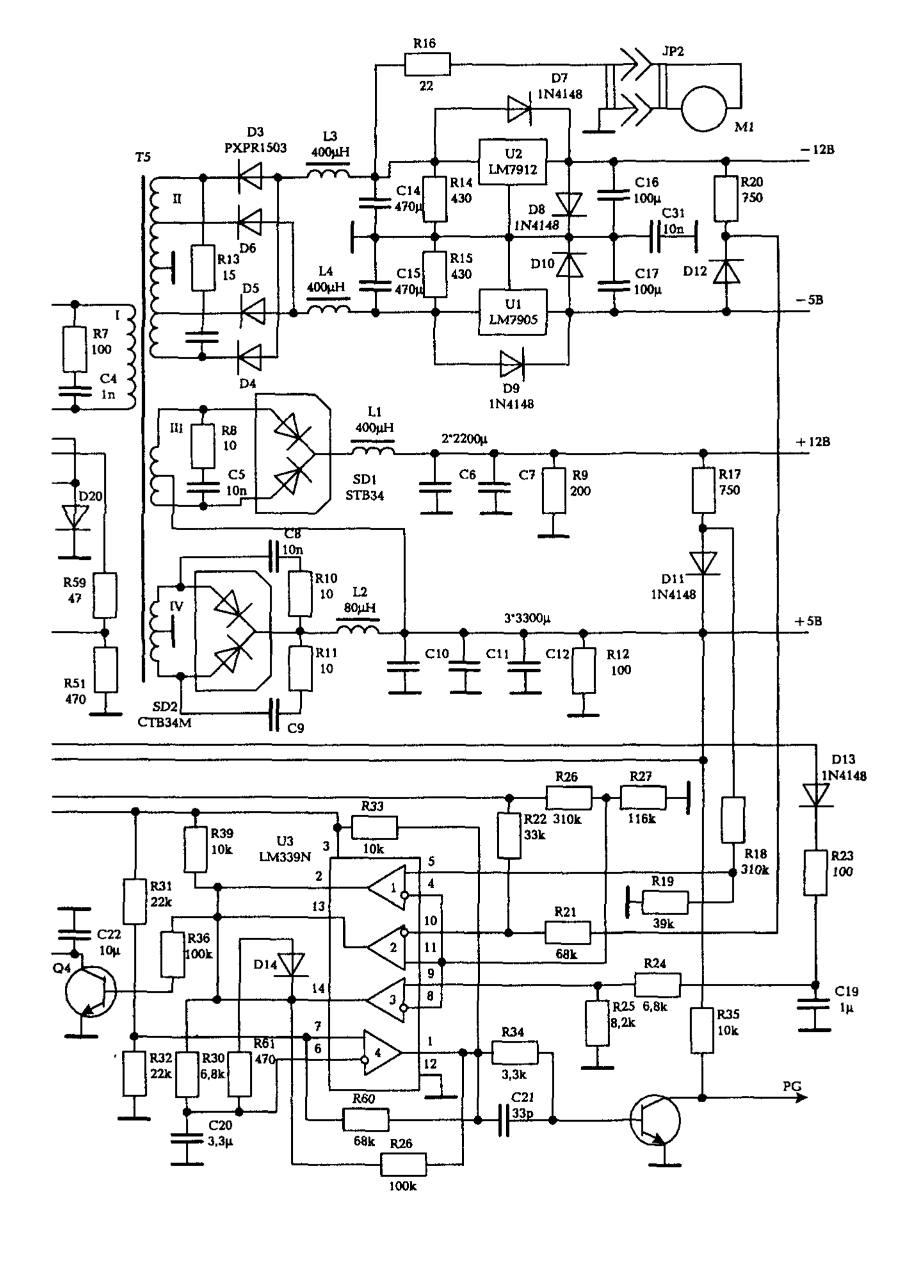


Рис. 3.60. Электрическая схема источника электропитания типа PS6220C


R16
22
JP2
D7
1N4148
M1
T5
D3
PXPR1503
L3
400μH
U2
LM7912
-12В
II
C14
470μ
R14
430
C16
100μ
R20
750
D8
1N4148
C31
10n
R13
15
D6
L4
400μH
C15
470μ
R15
430
D10
C17
100μ
D12
D5
U1
LM7905
-5В
I
R7
100
C4
1n
D4
D9
1N4148
L1
400μH
III
R8
10
2*2200μ
+12В
C5
10n
SD1
STB34
C6
C7
R9
200
R17
750
D20
C8
10n
D11
1N4148
R59
47
IV
R10
10
L2
80μH
3*3300μ
+5В
R11
10
C10
C11
C12
R12
100
R51
470
SD2
CTB34M
C9
D13
1N4148
R26
310k
R27
116k
R33
10k
R22
33k
R39
10k
U3
LM339N
R18
310k
R23
100
R19
39k
R31
22k
R21
68k
C22
10μ
R36
100k
D14
R24
6,8k
Q4
C19
1μ
R25
8,2k
R35
10k
R34
3,3k
R32
22k
R30
6,8k
R61
470
PG
R60
68k
C21
33p
C20
3,3μ
R26
100k

Терморезистор THR ограничивает начальный бросок зарядного тока этих конденсаторов. При помощи переключателя 115 В/230 В SW обеспечивается работа источника при напряжении сети (110...127) или (220...240) В. Разрядные резисторы R1 и R2, включенные параллельно конденсаторам C1 и C2, выравнивают напряжения на этих конденсаторах.

Схема запуска выполнена с принудительным возбуждением и содержит пусковой трансформатор T1, напряжение вторичной обмотки которого выпрямляется диодами D25, D26 и сглаживается конденсатором C30. Это напряжение служит для электропитания микросхемы U4 (подается на вывод 12). С вывода 14 микросхемы U4 начинает поступать напряжение от внутреннего опорного источника U_{REF} = +5 В. В это же время запускается внутренний генератор пилообразного напряжения микросхемы U4 и на ее выводах 8 и 11 появляются управляющие импульсы с отрицательным фронтом, сдвинутые один относительно другого на половину периода. Частота импульсов задается конденсатором C29 и резистором R50, подключенными к выводам 5 и 6 соответственно.

Предварительный усилитель выполнен по схеме с раздельным управлением силовыми транзисторами Q1 и Q2 инвертора. Напряжение от конденсатора C30 поступает на средние точки первичных обмоток управляющих трансформаторов T2 и T3. Эмиттеры выходных транзисторов микросхемы управления U4 соединены между собой (выводы 9 и 10) и с корпусом. К открытым коллекторам этих транзисторов (выводы 8 и 11) подключены первичные полуобмотки управляющих трансформаторов T2 и T3. Другие первичные полуобмотки вместе с диодами D22 и D23 образуют цепи размагничивания магнитопроводов.

Под воздействием управляющих импульсов от микросхемы, поступающих на трансформаторы T2 и T3, силовые транзисторы Q1 и Q2 поочередно открываются с гарантированной паузой. Силовые транзисторы с конденсаторами C1 и C2 образуют полумостовую схему инвертора, в диагональ которого включена первичная обмотка силового трансформатора T5. Когда открывается один из транзисторов Q1 или Q2, первичная обмотка трансформатора подключается к соответствующему конденсатору (C2 или C1) и по ней протекает ток в течение открытого состояния транзистора. Диоды D1 и D2 обеспечивают возврат энергии, запасенной в индуктивности рассеивания первичной обмотки трансформатора T5 за время открытого состояния силовых транзисторов.

В связи с наличием межвитковой емкости первичной обмоткой трансформатора T5 инициируются высокочастотные колебательные процессы. Для подавления этих колебаний параллельно первичной обмотке включена цепочка R7, C4. Конденсатор C3, включенный последовательно с первичной обмоткой, устраняет постоянную составляющую тока через эту обмотку и, следовательно, предотвращает подмагничивание магнитопровода.

Трансформатор T5 имеет три вторичные обмотки с выводами от средних точек. В сильноточном канале +5 В параллельно диодам сборки SD2 включены цепочки C8, R10 и C9, R11 для подавления высокочастотных помех, возникающих при коммутациях диодов. В канале +12 В диодная сборка SD1 выполнена на диодах Шоттки, поэтому средняя точка вторичной обмотки соединена не с корпусом, а с шиной выходного напряжения канала +5 В. Благодаря этому соединению обратное напряжение, прикладываемое к диодам сборки SD1, не превышает уровня, допустимого для диодов Шоттки. Резисторы R9 и R12 служат для ускорения разряда конденсаторов каналов +5 В и +12 В после отключения источника от сети.

Каналы минус 5 В и минус 12 В получаются от одной вторичной обмотки. Диоды D3, D4 выпрямляют напряжения в канале минус 12 В, диоды D5, D6 — напряжения в канале минус 5 В. Стабилизация напряжений в этих каналах осуществляется интегральными стабилизаторами непрерывного действия U1 и U2. Диоды D7 и D9 обеспечивают разряд конденсаторов C16 и C17 на резисторы R14 и R15 после отключения источника от сети. В противном случае эти конденсаторы разряжались бы на стабилизаторы напряжения.

Диоды D8 и D10 обеспечивают защиту стабилизаторов U1 и U2 при выходе из строя одного или нескольких диодов D3...D6. В случае пробоя одного из диодов D3...D6 при отсутствии диодов D8 и D10 ко входу стабилизатора U1 или U2 прикладывается положительное импульсное напряжение и переменный ток через однополярные конденсаторы приведет к выходу их из строя. При наличии диодов D8 и D10 переменный ток замыкается через них. Так, при пробое диода D3 ток в положительный полупериод (когда диод D3 должен быть закрыт) замыкается по цепи: переход катод-анод диода D3; дроссель L3; диод D7; диод D8; корпус.

Напряжение канала +5 В стабилизируется при помощи ШИМ. Сигнал, пропорциональный выходному напряжению, снимается с резистора R51 и подается на вывод 1 управляющей микросхемы (инвертирующий вход усилителя ошибки). На неинвертирующий

вход этого усилителя (вывод 2 микросхемы) подается опорное напряжение с резистора R48. Последний входит в схему делителя, содержащего также резисторы VR1, R49 и подключенного к выходу внутреннего источника опорного напряжения U_{REF} = +5 В (вывод 14 микросхемы). При изменении уровня выходного напряжения канала +5 В появляется сигнал ошибки на входе усилителя ошибки микросхемы. Так, при снижении напряжения на шине +5 В ширина управляющих импульсов на выводах 8 и 11 микросхемы увеличивается настолько, чтобы вернуть отклонившееся выходное напряжение к номинальному уровню.

Выходные напряжения каналов +5 В и +12 В регулируются при помощи резистора VR1. Выходное напряжение канала +12 В в рассматриваемом источнике не стабилизируется.

Защитные функции в составе источника выполняют: ограничивающая схема контроля ширины управляющих импульсов; неполная схема контроля выходного перенапряжения на шине +5 В; полная схема защиты от КЗ в нагрузках. Принцип действия двух первых схем описан в разделе 3.5 настоящей главы. Схему защиты от КЗ в нагрузках условно делят на защиту каналов положительных напряжений и защиту каналов отрицательных напряжений. В каналах положительных напряжений датчиком схемы защиты от КЗ является делитель R17, D11, включенный между выходами этих каналов. Контролируемым сигналом является уровень напряжения на аноде диода D11. При номинальных напряжениях на выходах каналов потенциал анода диода D11 составляет около +5,8 В. Это напряжение подается на делитель R18, R19. С резистора R19 напряжение подается на неинвертирующий вход компаратора 1 микросхемы U3 (вывод 5).

На инвертирующий вход этого же компаратора (вывод 4) подается опорное напряжение с резистора R27. Уровень опорного напряжения выбран несколько меньшим уровня напряжения на неинвертирующем входе в нормальном режиме работы. При соблюдении этого условия выходной транзистор компаратора 1 закрыт и схема источника работает в режиме ШИМ. В случае КЗ в нагрузке канала +12 В потенциал анода диода D11 снижается до нуля и выходной транзистор компаратора 1 открывается, в результате чего резистор R39 подключается к корпусу и транзистор Q4 закрывается. После этого заряжается конденсатор C22, который выполняет функцию цепи задержки срабатывания защиты.

Задержка необходима в связи с тем, что выходные напряжения каналов +5 В и +12 В нарастают по мере заряда выходных конденсаторов сравнительно большой емкости. Срабатывание защиты происходит после того, как напряжение на нем достигнет определенного уровня. Этот уровень задается номиналами резисторов R37, R58 делителя.

Если напряжение на конденсаторе достигнет уровня срабатывания защиты, то открываются транзисторы Q5 и Q6 и напряжение U_{REF} = +5 В подается на вывод 4 микросхемы U4. Это приводит к прекращению работы цифрового тракта микросхемы и к пропаданию выходных импульсов, управляющих силовыми транзисторами Q1 и Q2, т. е. к защитному отключению.

Короткое замыкание в нагрузке канала +5 В приводит к снижению потенциала анода диода D11 до значения примерно +0,8 В, переводу выходного транзистора компаратора 1 в открытое состояние и к защитному отключению источника. Аналогично работает защита от КЗ в нагрузках каналов отрицательных напряжений.

3.7. Источник электропитания типа МИВЭП

Отечественной промышленностью разработан ряд унифицированных источников электропитания для применения в составе ПЭВМ. Типовая схема источника с выходной мощностью 200 Вт показана на рис. 3.61, перечень компонентов приведен в табл. 3.17.

Выходные токи каналов +5 В, +12 В, минус 5 В, минус 12 В составляют 20 А, 8 А, 0,5 А, 0,5 А соответственно. Нестабильность выходных напряжений указанных каналов не превышает ±3%, ±4%, ±9%, ±9%, а пульсация не превышает 100 мВ, 100 мВ, 100 мВ, 120 мВ (от пика до пика) соответственно. Источник рассчитан на входное напряжение (180...265) В. При нормальной работе всех каналов выдается логический КМОП-сигнал PG на уровне 5 В ±10%.

Эксплуатация источника электропитания типа МИВЭП осуществляется при температуре окружающей среды от 0 до 45 °С. Габаритные размеры составляют 152×86×142 мм.

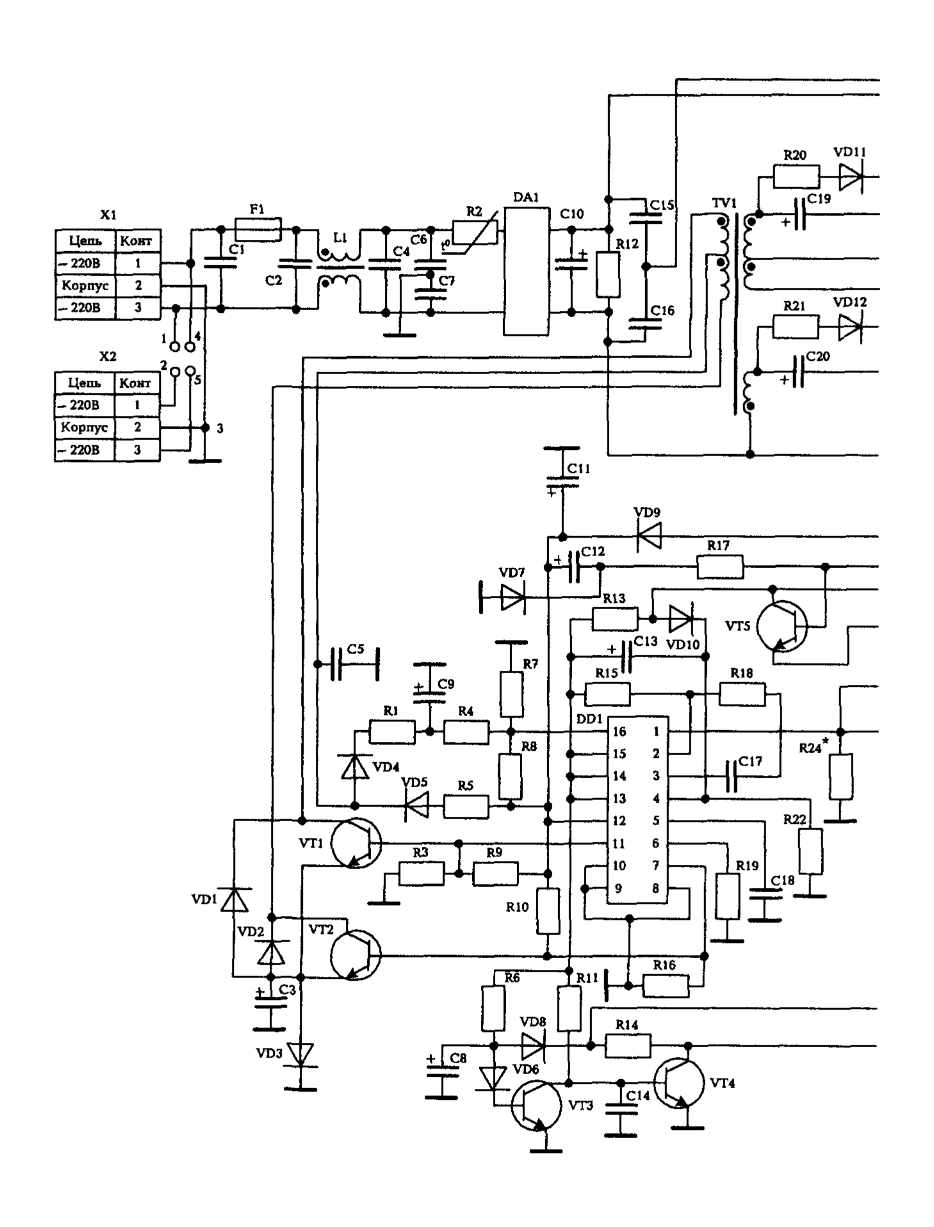


Рис. 3.61. Электрическая схема источника электропитания типа МИВЭП

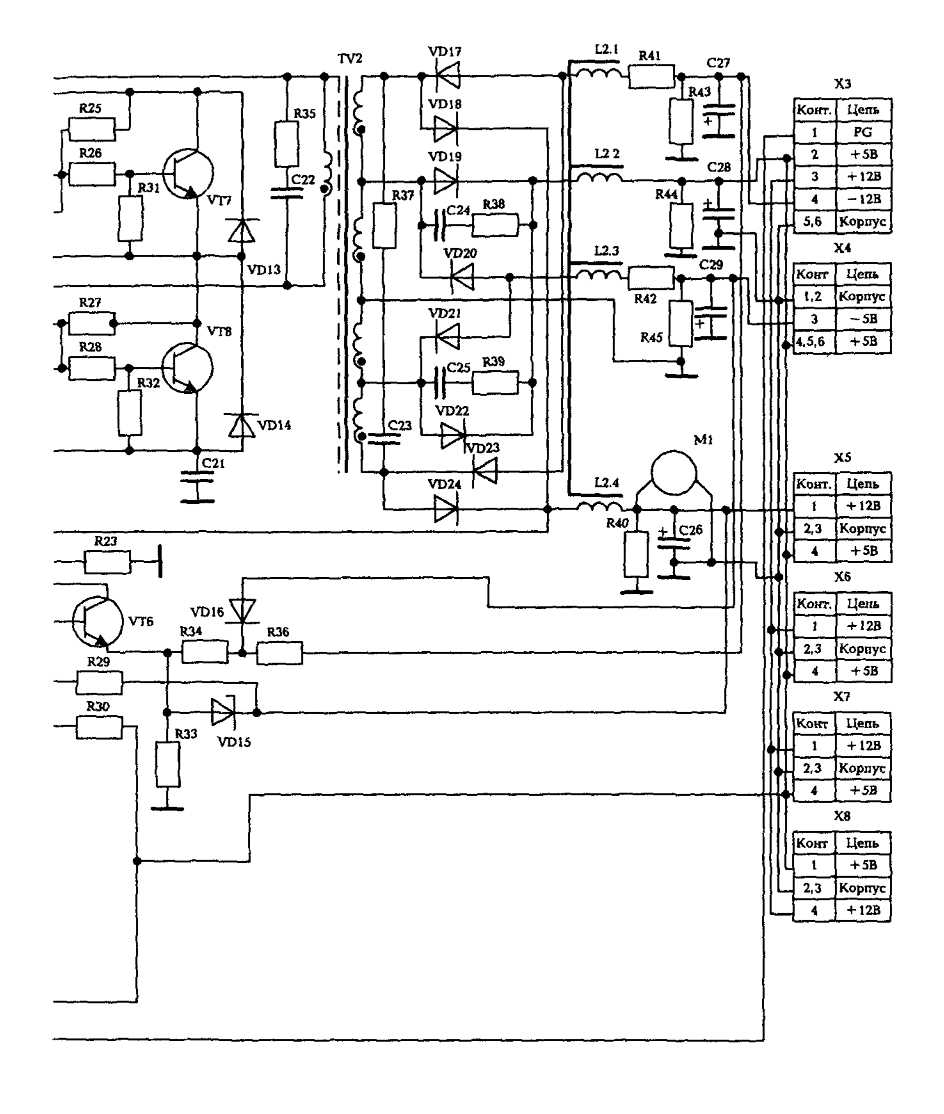

TV2
VD17
VD18
VD19
VD20
VD21
VD22
VD23
VD24
L2.1
L2 2
L2.3
L2.4
R41
R42
R43
R44
R45
R40
C27
C28
C29
C26
M1
R25
R26
R27
R28
R31
R32
R35
R37
R38
R39
C22
C24
C25
C23
C21
VT7
VT8
VD13
VD14
R23
VT6
VD16
R34
R36
R29
R30
R33
VD15
X3
Конт. | Цепь
1 | PG
2 | +5В
3 | +12В
4 | −12В
5,6 | Корпус
X4
Конт | Цепь
1,2 | Корпус
3 | −5В
4,5,6 | +5В
X5
Конт. | Цепь
1 | +12В
2,3 | Корпус
4 | +5В
X6
Конт. | Цепь
1 | +12В
2,3 | Корпус
4 | +5В
X7
Конт | Цепь
1 | +12В
2,3 | Корпус
4 | +5В
X8
Конт | Цепь
1 | +5В
2,3 | Корпус
4 | +12В

Таблица 3.17. Компоненты схемы источника электропитания типа МИВЭП

Схемное обозначение	Тип компонента
Конденсаторы	
С1, С2, С4	К73-17-400 В-0,47 мкФ ± 20%
С3	К50-35-100 В-4,7 мкФ-И
С5	К10-17-1а-Н50-2200 пФ
С6, С7, С21	К15-5-Н70-3 кВ-3300 пФ +80/–20 %
С8	К50-35-25 В-47 мкФ-И
С9	К50-35-100 В-2,2 мкФ-И
С10	К50-35-350 В-100 мкФ-И
С11	К50-35-63 В-47 мкФ-И
С12	К50-35-63 В-10 мкФ-И
С13	К50-35-100 В-4,7 мкФ-И
С14, С23. С25	К10-17-1а-Н50-0,01 мкФ
С15, С16	К73-17-250 В-0,47 мкФ ± 20%
С17	К10-17-1а-М1500-0,015 мкФ ± 10%
С18	К10-17-1а-М47-1000 пФ ± 5%
С19, С20	К50-35-100 В-4,7 мкФ-И
С22	К15-5-Н20-1,6 кВ-1000 пФ ± 20%
С26	К50-35-25 В-470 мкФ-И
С27, С29	К50-35-25 В-220 мкФ-И
С28	К50-35-16 В-2200 мкФ-И
DA1	Диодный мост КЦ418Г
DD1	Микросхема 1114ЕУ4
F1	Вставка плавкая ВП1-2-2А-250 В
L1	Дроссель входного фильтра
L2	Дроссель выходного фильтра
М1	Вентилятор 0,7-ЭВ-04
Резисторы	
R1	С2-33Н-0,25-12 Ом ± 10%
R2	Терморезистор ТР10-5,6 Ом ± 20%
R3, R14, R16, R34	
R36	С2-33Н-0,125-1 кОм ± 10%
R4	С2-33Н-0-125-24 кОм ± 2%
R5, R13	С2-33Н-О,125-2 кОм ± 10%
R6	С2-33Н-0,125-24 кОм ± 10%
R7	С2-33Н-0,125-4,12 кОм ± 2%
R8	С2-33Н-0,125-68 кОм ± 2%
R9, R10	С2-33Н-0,25-3,9 кОм ± 10%
R11	С2-33Н-0,125-4,7 кОм ± 10%
R12	С2-33Н-0,5-270 кОм ± 10%
R15	С2-33Н-0,125-2,4 кОм ± 10%
R17, R22, R23	С2-33Н-0,125-12 кОм ± 10%

Схемное обозначение	Тип компонента
R18	С2-33Н-0,125-12 кОм ± 5%
R19	С2-33Н-0,128-12 кОм ± 2%
R20, R21	С2-33Н-0,25-47 Ом ± 5%
R24	С2-33Н-0,125-56 кОм ± 5% (подбор из ряда 33; 39; 47; 56; 68, 100, 200 кОм)
R26, R28	С2-33Н-0,25-3 Ом ± 5%
R29	С2-33Н-0,125-68 кОм ± 5%
R30, R31, R32	С2-33Н-0,125-2,4 кОм ± 5%
R33	С2-33Н-0,125-270 Ом ± 10%
R35	С2-33Н-1-110 Ом ± 5%
R37	С2-33Н-1-8,2 Ом ± 10%
R38, R39	С2-33Н-0,25-4,7 Ом ± 10%
R40, R43	С2-33Н-0,5-560 Ом ± 10%
R41, R42	С2-33Н-0,5-1 Ом ± 10%
R44, R45	С2-33Н-0,5-100 Ом ± 10%
TV1	Трансформатор управления
TV2	Трансформатор силовой
VD1, VD2, VD9, VD11...VD14, VD17, VD20, VD21, VD23	Диод КД247А
VD3 VD8, VD10,	
VD16	Диод КД522Б
VD15	Стабилитрон КС215Ж
VD18, VD24	Диод С112
VD19, VD22	Диод КД238ВС
VT1, VT2	Транзистор КТ698А
VT3...VT6	Транзистор КТ315Б
VT7, VT8	Транзистор КП953А

3.8. Источники электропитания на базе ШИМ-контроллера

Источник электропитания на рис. 3.62 построен по однотактной схеме преобразователя, в которой в качестве силового ключа используется интегральная микросхема STRD6004X фирмы Sanyo [24]. Управление микросхемой осуществляется от дополнительной обмотки трансформатора TV1. Гальваническая развязка цепи обратной связи с выхода источника обеспечивается при помощи диодно-транзисторной оптопары типа 2SC2458Y. Первоначальное включение микросхемы производится подачей напряжения от сетевого выпрямителя через RC-цепь на вывод 2.

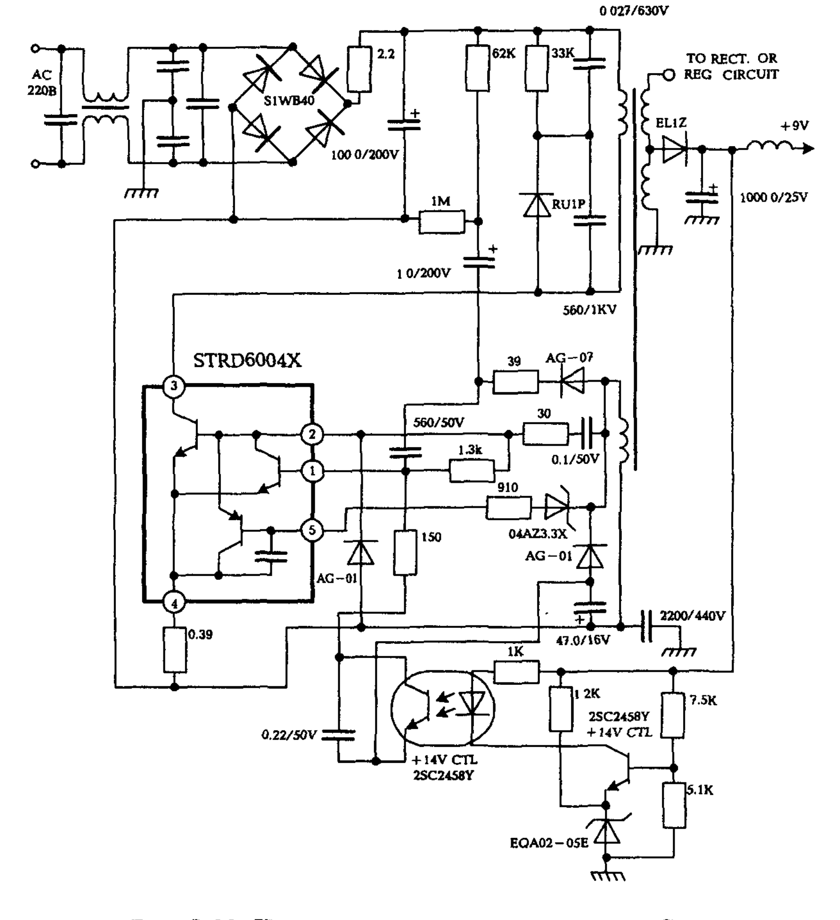


Рис. 3.62. Источник электропитания фирмы Sanyo на базе ШИМ-контроллера STRD6004X

В источнике электропитания фирмы Sanyo на рис. 3.63 силовым ключом является микросхема типа STRD6601. Импульс для первоначального включения подается от сетевого выпрямителя на вывод 2 микросхемы через резисторы с сопротивлениями 100 кОм и 15 кОм. После включения микросхемы и прохождения тока через первичную обмотку трансформатора на дополнительной обмотке появляется напряжение, которое используется для электропитания схемы ШИМ-контроллера. Напряжение обратной связи с выхода источника подается через оптопару типа PC713F6. Транзистор оптопары закорачивает

вход 1 силового ключа и приводит к закрыванию последнего. Таким образом, формирование широтно-модулированных импульсов управления силовым ключом осуществляется по сигналу обратной связи.

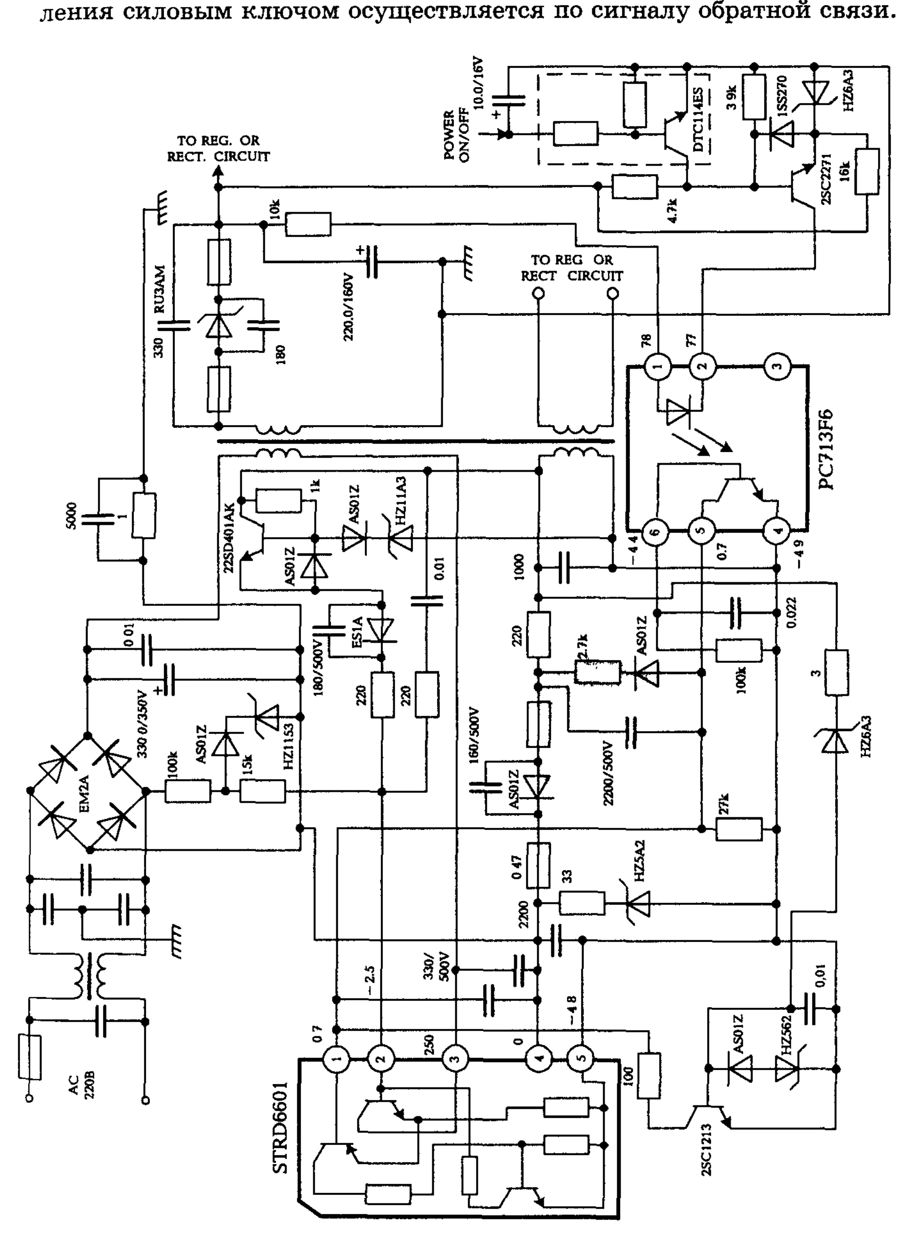


Рис. 3.63. Источник электропитания фирмы Sanyo на базе ШИМ-контроллера STRD6601

В схеме на рис. 3.64 источник электропитания фирмы Sanyo выполнен также по однотактной схеме.

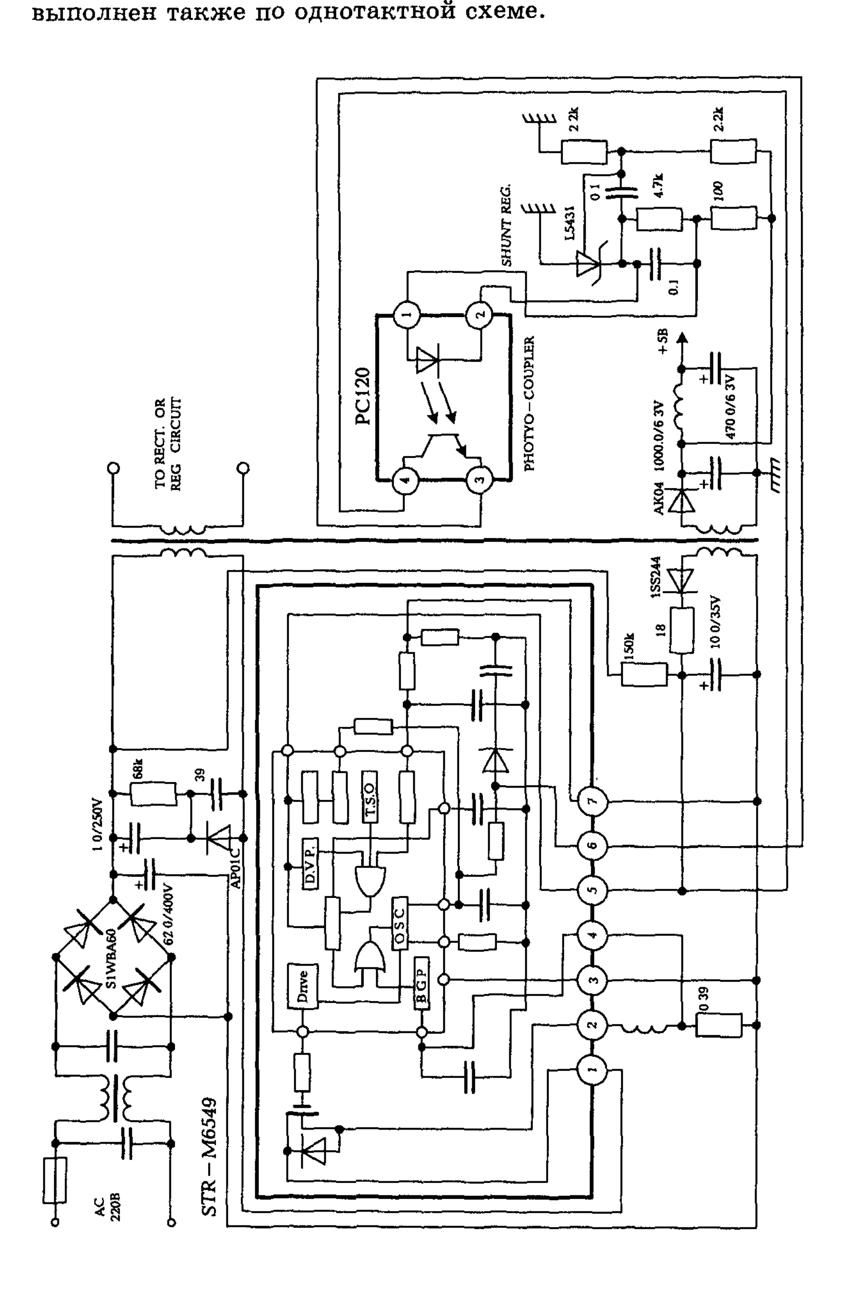


Рис. 3.64. Источник электропитания фирмы Sanyo на базе ШИМ-контроллера STR-M6549

В качестве переключающего компонента используется силовая интегральная микросхема типа STR-M6549. В отличие от схем на рис. 3.62 и 3.63 в состав силовой интегральной микросхемы входят цепи, обеспечивающие формирование длительности широтно-модулированных импульсов в зависимости от сигнала обратной связи. Напряжение обратной связи передается с выхода источника через оптоэлектронную развязку (оптопару типа PC120). Первоначальное включение осуществляется подачей напряжения от сетевого выпрямителя через резистор 150 кОм на вывод 5 микросхемы.

3.9. Источник электропитания видеомагнитофона NV-G50EE фирмы Panasonic

Входные цепи и силовая часть электрической схемы приведены на рис. 3.65 [33]. Автоколебательный блокинг-генератор выполнен на базе гибридной микросхемы STRD1806E. Частота и длительность генерируемых импульсов определяется времязадающей цепью, содержащей компоненты C1003, R1002...R1006. Сигнал отрицательной обратной связи поступает с дополнительной обмотки F1-F2 трансформатора T1001 через цепь компонентов R1007, D1002, C1012. Детектор сигнала ошибки выполнен на транзисторе Q1005. Обратная связь с дополнительной обмотки обеспечивает стабилизацию лишь суммарной мощности многоканального источника, поэтому для стабилизации напряжений отдельных каналов использованы стабилизаторы непрерывного действия на микросхеме STK5339B.

На коллекторе выходного транзистора микросхемы Q1001 (вывод 3) размах импульсов напряжения достигает в переходных режимах (800...1000) В. Частота следования импульсов составляет (150... ...200) кГц, длительности фронтов не превышают (0,1...0,2) мкс.

3.10. Пример расчета источника электропитания импульсного действия

Структурная схема источника электропитания приведена на рис. 3.1.

Исходные данные.

Выходное напряжение $U_{вых} = 5$ В.

Входное линейное напряжение $U_л = (220 \pm 22)$ В трехфазного тока частоты 400 Гц.

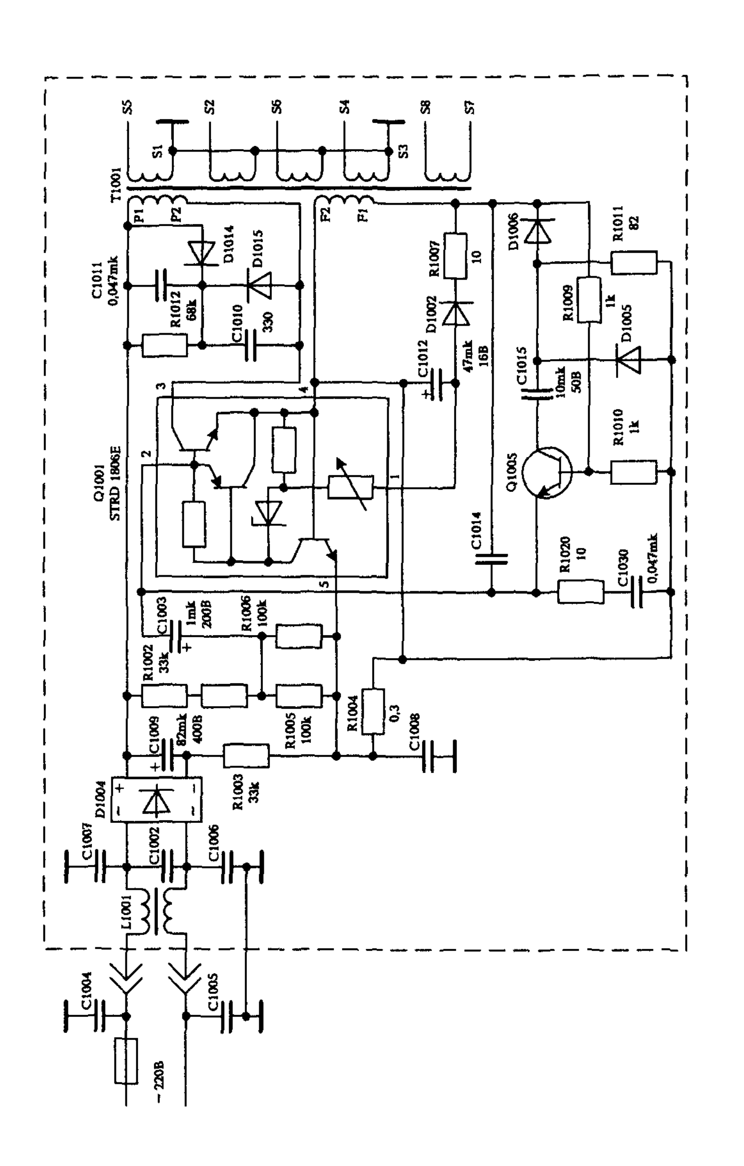


Рис. 3.65. Силовая часть схемы видеомагнитофона NV-G50EE

Диапазон регулирования выходного напряжения от $U_{вых}$ до $1{,}04U_{вых}$.

Нестабильность выходного напряжения при воздействии влияющих величин $\Delta U_{вых} = \pm 5\%$.

Максимальные пульсации $U_{\sim} = 50$ мВ.

Выходной ток $I_{вых} = 60$ А.
Порог срабатывания $I_{защ}$ защиты при перегрузке не более 70 А.
Температура окружающей среды от минус 50 °С до + 50 °С.

Порядок расчета.

Определяем номинальную $P_{вых.н}$ и максимальную $P_{вых.м}$ выходные мощности источника

$$P_{вых.н} = U_{вых}I_{вых} = 5 \cdot 60 = 300 \text{ Вт}.$$

$$P_{вых.м} = 1{,}04U_{вых}I_{защ} = 1{,}04 \cdot 5 \cdot 70 = 364 \text{ Вт}.$$

Определяем максимальное U_{dmax} и минимальное U_{dmin} выпрямленные напряжения сетевого выпрямителя. Прямое падение напряжения $\Delta U_{пр.д}$ на диоде принимаем равным 1 В.

$$U_{dmax} = \sqrt{2}U_{лmax} = \sqrt{2}(220 + 22) = 341 \text{ В},$$

$$U_{dmin} = 2{,}34U_{фmin} - 2\Delta U_{пр.д} = 2{,}34(127 - 12{,}7) - 2 \cdot 1 = 265 \text{ В},$$

где $U_{фmin}$ — минимальное фазное напряжение.

Определим выходную мощность $P_{вых.и}$ инвертора. Полагаем, что общий КПД выходного выпрямителя и высокочастотного трансформатора равен 80%. Тогда

$$P_{вых.и} = P_{вых.н}/\eta = 300/0{,}8 = 375 \text{ Вт}.$$

Принимаем выходную номинальную мощность инвертора $P_{вых.и} = 400$ Вт. Максимальная мощность инвертора с учетом перегрузок

$$P_{иmax} = P_{вых.м}/\eta = 364/0{,}8 = 455 \text{ Вт}.$$

Для заданной выходной мощности инвертора выбираем полумостовую схему инвертора с последовательным соединением транзисторов и возвратными диодами (рис. 3.66).

Определяем максимальный ток $I_{КЭmax}$, переключаемый транзисторами инверторами, из соотношения

$$I_{КЭmax} = \frac{2{,}2P_{иmax}}{U_{dmin}\,k_{зmax}} = \frac{2{,}2 \cdot 455}{265 \cdot 0{,}85} = 4{,}44 \text{ А},$$

где $k_{зmax}$ — максимальный коэффициент заполнения тактового промежутка импульсами при работе инвертора с учетом минимальной паузы.

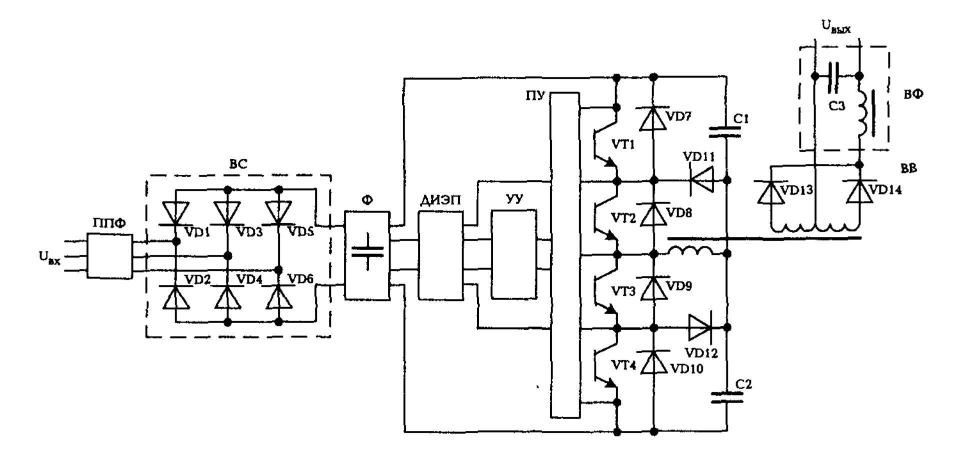


Рис. 3.66. Схема источника электропитания с последовательным соединением транзисторов и возвратными диодами

Принимаем максимальное значение переключаемого тока равным 5 А для выбора транзистора.

Определяем максимальное значение переключаемого напряжения коллектор-эмиттер силовых транзисторов инвертора

$$U_{КЭmax} = 1{,}2U_{dmax}/2 = 1{,}2 \cdot 341/2 = 204{,}6 \approx 205 \text{ В}.$$

Коэффициент 1,2 выбирается с учетом того, что напряжение коллектор-эмиттер транзисторов при переключении в рассматриваемой схеме обычно выше, чем $(1/2)U_d$ из-за паразитных индуктивностей монтажа.

Задаемся минимальной частотой $f_{пmin}$ преобразования $f_{пmin} = 20$ кГц.

Определяем время спада $\tau_{сп}$ (рис. 3.67) коллекторного тока $I_К$ для выбираемых транзисторов инвертора. Принимаем, что время спада не должно превышать 1% длительности периода частоты преобразования:

$$\tau_{сп} = 1/(10^2 f_п) = 1/(10^2 \cdot 20000) = 0{,}5 \text{ мкс}.$$

По полученным данным выбираем силовой транзистор инвертора типа 2Т841А с параметрами:

$$I_{Кmax} = 15 \text{ А};\ h_{21Эmin} = 6;\ \tau_{сп} = 0{,}5 \text{ мкс};$$

$$\tau_{рас} = 2 \text{ мкс};\ t_{вкл} = 0{,}3 \text{ мкс};\ I_{К.пост} = 10 \text{ А};$$

$$U_{КЭmax} = 600 \text{ В};\ U_{БЭнас} = 1{,}2 \text{ В};\ U_{КЭОгр} = 350 \text{ В}.$$

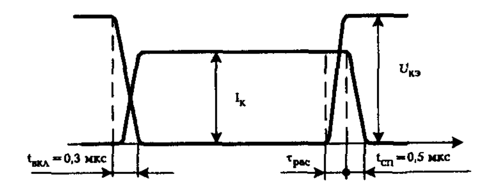


Рис. 3.67. Диаграмма изменения тока и напряжения при переключениях транзистора

Определяем выходную мощность сетевого выпрямителя $P_{вых.СВ}$, приняв КПД инвертора $\eta_{инв}$ равным 0,94:

$$P_{вых.СВ} = P_{иmax}/\eta_{инв} = 455/0,94 = 484 \text{ Вт}.$$

Для фильтра сетевого выпрямителя выбираем конденсатор типа К50-29-450 В и определяем его емкость

$$C_{ф.СВ} = \frac{0,5P_{вых.СВ}}{U_{лmin} f m U_{C\sim}} = \frac{0,5 \cdot 484}{198 \cdot 400 \cdot 6 \cdot 11} = 46,3 \text{ мкФ},$$

где $U_{C\sim}$ — допустимая амплитуда пульсаций для конденсатора К50-29-450 В при частоте выпрямленного тока 2400 Гц;
m — количество фаз выпрямленного тока (для мостовой схемы выпрямления трехфазного тока m = 6).

С учетом допустимых разбросов и температурных уходов емкости выбираем конденсаторы типа К50-29-450 В-22 мкФ в количестве 5 шт и включаем их параллельно.

Выбор сетевого выпрямителя.

Для трехфазной мостовой схемы выпрямления средний ток через диод

$$I_{д.ср} = 0,33I_d = 0,33 \cdot 1,83 = 0,6 \text{ А},$$

где I_d — максимальное значение выходного тока сетевого выпрямителя;
$I_d = P_{вых.СВ} / U_{dmin} = 484 / 265 = 1,83$ А.

Максимальное значение обратного напряжения, приложенного к выпрямительному диоду, при работе на емкостную нагрузку

$$U_{обр.д} = 1,5U_{dmax} = 1,5 \cdot 341 = 511 \text{ В}.$$

По прямому среднему току и максимальному обратному напряжению выбираем выпрямительный диод типа 2Д220В с параметрами:

$$I_{пр.ср} = 3\ А;\ U_{обрmax} = 600\ В.$$

Выбор конденсаторов.

Для емкостного делителя напряжения полумостовой схемы инвертора выбираем пленочные конденсаторы для работы при напряжении 170 В типа К73-16-250 В с емкостью

$$C1 = C2 = P_{вых.СВ} / (4f_п\delta U_C^2) = 484 / (4 \cdot 20000 \cdot 0{,}05 \cdot 132{,}5^2) = = 6{,}89\ мкФ,$$

где $\delta = U_{C\sim} / U_{Cн}$ — отношение допустимого значения пульсации $U_{C\sim}$ на частоте 20 кГц к номинальному напряжению $U_{Cн}$ конденсатора.

Для конденсатора К73-16-250 В:

$$U_{C\sim} = 12\ В;\ U_{Cн} = 250\ В;\ \delta = 12 / 250 = 0{,}05.$$

Выбираем два конденсатора типа К73-16-250 В-3,9 мкФ. Тогда при параллельном соединении их получаем

$$C1 = C2 = 3{,}9 \cdot 2 = 7{,}8.$$

Выбор напряжений трансформатора и параметров выходного выпрямителя.

Напряжение U_1 первичной обмотки трансформатора, на которую подается напряжение с выхода инвертора,

$$U_1 = 0{,}5U_{dmin} - 2U_{КЭнас} = 0{,}5 \cdot 265 - 2 \cdot 1{,}5 = 129{,}5\ В,$$

где принимаем $U_{КЭнас} = 1{,}5$ В для ненасыщенного режима работы транзистора.

Определяем минимальное значение напряжения U_{2min} вторичной обмотки трансформатора с учетом прямого падения напряжения $\Delta U_{пр.д}$ на диоде выпрямителя, коэффициента заполнения тактового промежутка импульсами инвертора и падения напряжения $\Delta U_{др}$ на дросселе фильтра:

$$U_{2min} = 1{,}04U_{вых} / k_{зmax} + \Delta U_{пр.д} + \Delta U_{др}.$$

Малое значение $\Delta U_{пр.д}$ имеют диоды Шоттки, поэтому задаемся падением напряжения 0,67 В, характерным для этих диодов.

Принимаем падение напряжения на дросселе фильтра при протекании постоянного тока равным 0,15 В, что характерно для дросселей типа Д13.

С учетом принятых значений

$$U_{2min} = 1{,}04 \cdot 5 / 0{,}85 + 0{,}67 + 0{,}15 = 6{,}93 \text{ В}.$$

Принимаем напряжение вторичной обмотки равным 7 В. При этом коэффициент трансформации

$$К_{тр} = U_1 / 7 = 129{,}5 / 7 = 18{,}5.$$

Определяем максимальное напряжение вторичной обмотки трансформатора для выбора типа диода

$$U_{2max} = 0{,}5U_{dmax} / К_{тр} = 0{,}5 \cdot 341 / 18{,}5 = 9{,}2 \text{ В}.$$

В рассматриваемой схеме выпрямления к диоду прикладывается максимальное обратное напряжение

$$U_{обрmax} = 2U_{2max} = 2 \cdot 9{,}2 = 18{,}4 \text{ В}.$$

С учетом высокочастотных пульсаций, которые возникают при работе выпрямителя, выбирается диод с допустимым обратным напряжением $U_{обр} \geq 25$ В. Этому условию удовлетворяет диод типа 2Д2998В.

Поскольку выходная мощность инвертора сравнительно большая (400 Вт), поэтому с точки зрения конструктивного исполнения целесообразно выполнить выходную часть схемы источника электропитания в виде двух каналов с мощностью каждого примерно 200 Вт. Выходные выпрямитель и фильтр в каждом канале рассчитываются на ток 30 А.

Определяем потери мощности в диодах выходного выпрямителя. Прямое падение напряжения у диода типа 2Д2998В равно 0,6 В при температуре 25 °С. При прямом токе через диод $I_д = 30$ А потери мощности в диодах выпрямителя

$$P_{выпр} = 2I_д\Delta U_{пр.д} = 2 \cdot 30 \cdot 0{,}6 = 36 \text{ Вт}.$$

По полученному значению потерь проводится расчет теплоотвода для диодов.

Выбор выходного фильтра.

Индуктивность L дросселя выбирается из условия непрерывности тока при минимальной нагрузке, составляющей 20% от номинальной:

$$L = \frac{1{,}04U_{вых}(T/2 - t_и)}{0{,}2I_{кан}},$$

где T — период частоты $f_{вых}$ пульсаций выпрямленного напряжения;
$T = 1 / f_{вых} = 1 / 40000 = 25$ мкс;
$t_и$ — минимальная длительность импульса;
$I_{кан}$ — ток одного канала;
$I_{кан} = I_{вых} / 2 = 60 / 2 = 30$ А.

Принимаем

$$t_и = T / 4 = 25 / 4 = 6{,}25 \text{ мкс}.$$

Находим значение индуктивности

$$L = \frac{1{,}04 \cdot 5(12{,}5 - 6{,}25)}{0{,}2 \cdot 30} = 5{,}4 \text{ мкГн}.$$

По полученному значению индуктивности выбираем дроссель типа Д13-21 с параллельным включением обмоток, что позволяет использовать его на ток 32 А при индуктивности 5 мкГн. Емкость фильтра выбирается по минимальному значению заданной пульсации $U_{вых\sim}$.

Задаемся значением пульсации

$$U_{вых\sim} = 0{,}01 \text{ В}$$

и определяем емкость $C_Ф$ конденсатора фильтра

$$C_Ф = \frac{1{,}04U_{вых}T(T/2 - t_и)}{4LU_{вых}} = \frac{1{,}04 \cdot 5 \cdot 25 \cdot 10^{-6}(12{,}5 - 6{,}25)10^{-6}}{4 \cdot 5 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}01} = 4062 \text{ мкФ}.$$

С учетом допустимых разбросов и температурных уходов выбираем конденсатор типа К50-29-6,3-6800 мкФ.

Определение потерь мощности в транзисторах инвертора.

Потери в транзисторе, работающем в режиме переключения, состоят из суммы статических и динамических потерь. Статические потери определяются потерями $P_{нас}$ в режиме насыщения и $P_{отс}$ в режиме отсечки:

$$P_{ст} = P_{нас} + P_{отс},$$

где $P_{нас} = (U_{КЭнас} I_{КЭmax} + I_{Бmax} U_{БЭнас}) t_и / T$;
$P_{отс} = I_{Ко} U_{КЭ} (1 - t_и / T)$.

Потерями в режиме отсечки в данном случае можно пренебречь ввиду их малости и оценивать статические потери только в режиме насыщения.

Определяем максимальный ток базы при минимальном коэффициенте усиления для пониженной температуры (минус 50 °С):

$$I_{Бmax} = \frac{I_{КЭmax}}{h_{21Э}} = 5/6 = 0{,}83 \text{ А}.$$

Учитывая, что $U_{КЭнас} = 1{,}5$ В, и принимая максимальный коэффициент заполнения $t_и / T = 0{,}4$, статические потери в транзисторе

$$P_{ст} = (1{,}5 \cdot 5 + 0{,}83 \cdot 1{,}2) \cdot 0{,}4 = 3{,}4 \text{ Вт}.$$

Статические потери в четырех транзисторах инвертора

$$\sum P_{ст} = 4P_{ст} = 4 \cdot 3{,}4 = 13{,}6 \text{ Вт}.$$

Форма импульса мощности в процессе включения и выключения определяется взаимным расположением и длительностью фронта и спада кривых изменения тока коллектора $I_К$ и напряжения на переходе коллектор-эмиттер $U_{КЭ}$. Изменения $I_К$ и $U_{КЭ}$ зависят от характера и сопротивления нагрузки, частотных свойств и технологии изготовления транзисторов, характера изменения и значений тока базы, монтажных емкостей и индуктивностей. Наиболее тяжелые условия работы транзистора имеют место при индуктивном характере нагрузки в процессе выключения. В этом случае процесс выключения условно можно разделить на две стадии.

На первой стадии напряжение $U_{КЭ}$ повышается до максимального значения, определяемого схемой инвертора. На второй стадии при неизменном напряжении $U_{КЭ}$ происходит спад коллекторного тока. Таким образом, наблюдается задержка спада тока по отношению к нарастающему напряжению.

Динамические потери выделяются, в основном, в двух крайних транзисторах, работающих в режиме ШИМ. Они делятся на потери при включении и потери при выключении. Каждую из составляющих потерь можно определить, используя диаграмму переключения тока и напряжения на рис. 3.67.

Среднее значение потерь при включении

$$P_{вкл.ср} = kI_К U_{КЭ} t_{вкл} / T = 0{,}25 \cdot 4{,}5 \cdot 150 \cdot 0{,}3 / 50 = 1 \text{ Вт},$$

где k — коэффициент, учитывающий значения тока и напряжения при пересечении кривых их изменения;
$T = 1 / f_п = 1 / 20000 = 50$ мкс;
$t_{вкл} = 0{,}3$ мкс — время включения согласно рис. 3.67.

Среднее значение потерь при выключении

$$P_{выкл.ср} = kI_К U_{КЭ} t_{сп} / T = \frac{2}{3} 4{,}5 \cdot 150 \cdot 0{,}5 / 50 = 4{,}5 \text{ Вт},$$

где k = (0,5...0,7) — коэффициент, зависящий от параметров контура и режима выключения транзистора;
$t_{сп} = 0{,}5$ мкс — время спада согласно рис. 3.67.

Суммарные динамические потери в двух транзисторах инвертора

$$\sum P_{дин} = 2(P_{вкл.ср} + P_{выкл.ср}) = 2(1 + 4{,}5) = 11 \text{ Вт}.$$

В правильно спроектированном преобразователе динамические потери примерно равны статическим или меньше их. Суммарные потери $P_{пот}$ в транзисторах инвертора

$$P_{пот} = \sum P_{ст} + \sum P_{дин} = 13{,}6 + 11 = 24{,}6 \text{ Вт}.$$

По полученным значениям потерь проводится расчет теплоотвода для транзисторов.

3.18. Однофазные и трехфазные автономные инверторы промышленной частоты с прямоугольной формой выходного напряжения

В зависимости от количества фаз выходного напряжения автономные инверторы выполняются по однофазным или трехфазным схемам (с нулевым выводом или мостовым). Поскольку выходное напряжение инвертора чаще всего необходимо стабилизировать или регулировать, то одним из распространенных способов регулирования является ШИМ. В этом случае в течение полупериода выходного напряжения производится однократное или многократное переключение транзисторных ключей.

На рис. 3.68 приведена схема двухтактного инвертора с активно-индуктивной нагрузкой. На рис. 3.69 приведены диаграммы работы этой схемы при однократной в течение полупериода широтно-импульсной модуляции. Относительная длительность импульса прямоугольного напряжения

$$\gamma = 2t_и \ / \ T,$$

где длительность $t_и$ и период повторения T импульсов согласно рис. 3.70.

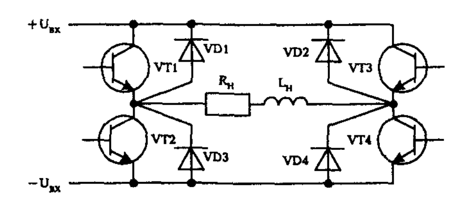


Рис. 3.68. Электрическая схема мостового инвертора

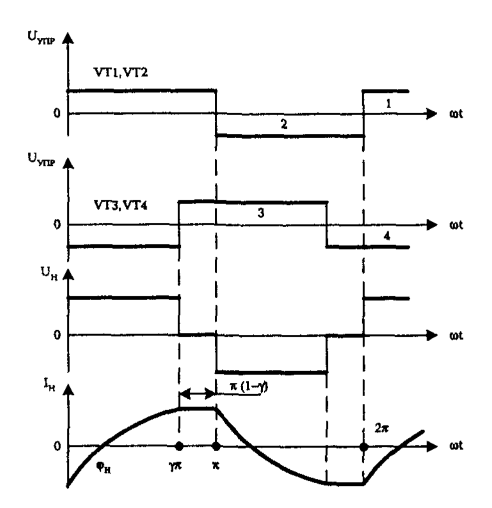


Рис. 3.69. Диаграммы работы схемы мостового инвертора на рис. 3.76

Для обеспечения выходного напряжения инвертора в виде прямоугольника с паузой на нулевом уровне длительностью $(1 - \gamma)T$ необходимо, чтобы одна пара транзисторов (например, VT1 и VT2) переключалась со сдвигом по фазе на угол $\gamma\pi$ относительно другой

пары транзисторов (VT3 и VT4). При этом в каждой паре транзисторы открыты в течение полупериода.

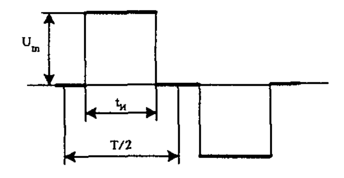


Рис. 3.70. Длительность $t_и$ и период повторения T импульса

В интервале от 0 до $\gamma\pi$ открыты транзисторы VT1 и VT4. В первой части интервала (от 0 до $\varphi_н$) накопленная в предыдущем периоде энергия из индуктивности $L_н$ возвращается во входную цепь инвертора, причем ток нагрузки проходит через диоды VD1 и VD4 и транзисторы VT1, VT4. Последние работают в этом случае в инверсном режиме. Во второй части интервала (от $\varphi_н$ до $\gamma\pi$) ток меняет направление и поступает из входной цепи в нагрузку.

В момент времени, соответствующий углу $\gamma\pi$, переключаются транзисторы VT3, VT4 и создается короткое замыкание выходных выводов инвертора. Цепь короткого замыкания содержит диод VD3, открытый транзистор VT3 в инверсном включении и открытый транзистор VT1. Ток нагрузки уменьшается в связи с тем, что энергия, запасенная в индуктивности $L_н$, рассеивается на сопротивлении $R_н$. В момент времени $\omega t = \pi$ переключаются транзисторы VT1, VT2 и начинается второй полупериод.

Процессы, происходящие во втором полупериоде, аналогичны рассмотренным и отличаются только тем, что ток $I_н$ меняет знак. Ток нагрузки имеет форму более близкую к синусоидальной по сравнению с напряжением на нагрузке $U_н$ благодаря фильтрующему действию индуктивности $L_н$. Сдвиг фазы тока нагрузки относительно напряжения (угол $\gamma_н$) увеличивается при снижении $\cos \gamma_н$ нагрузки и становится равным $\pi / 2$ при $\cos \gamma_н = 0$.

При однократной ШИМ действующее значение выходного напряжения $U_{вых.д}$ инвертора определяется соотношением

$$U_{вых.д} = U_m \sqrt{\gamma},$$

где $U_m = U_{вх} - (\Delta U_{VT1} + \Delta U_{VT4})$;
ΔU_{VT1}, ΔU_{VT4} — падения напряжения на открытых транзисторах VT1 и VT4.

Действующее значение напряжения первой гармоники при введении паузы ($\gamma \neq 1$) определяется из соотношения

$$U_1 = \frac{4U_m}{\pi\sqrt{2}} \sin(\gamma\pi/2) \cdot$$

Прямоугольное выходное напряжение с одним импульсом в течение полупериода T / 2 содержит нечетные номера n гармоник:

$$U_n = \frac{4U_m}{\pi\sqrt{2}} \sin(\gamma\pi n/2) \sin(n\omega t),$$

$$n = 1, 3, 5, \ldots$$

На рис. 3.71 приведены кривые, характеризующие относительный гармонический состав выходного напряжения инвертора при регулировании. Коэффициент гармоник $k_г$ определяется из соотношения:

$$k_г = 100\sqrt{\pi^2\gamma/8\sin(\pi\gamma/2) - 1} \cdot$$

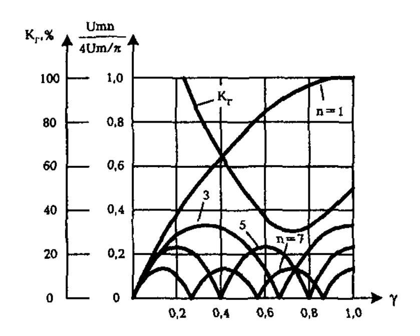


Рис. 3.71. Гармонический состав выходного напряжения инвертора

Минимальное значение коэффициента $k_г$ = 29% соответствует относительной длительности импульса $\gamma = 0,74$. При регулировании в кривой выходного напряжения превалирует низшая третья гармоника, снижение которой при помощи фильтра представляет значительные трудности. При введении в прямоугольное напряжение паузы длительностью 60 электрических градусов (γ = 0,66) третья гармоника, исключается и низшей становится пятая гармоника. В этом случае коэффициент гармоник на входе фильтра $k_г$ = 31,2%.

Для улучшения гармонического состава выходного напряжения целесообразно использовать ШИМ с большим числом импульсов в течение периода, а кривую выходного напряжения формировать модуляцией импульсов по синусоидальному закону (рис. 3.72). Исключение из спектрального состава высших гармоник низкого порядка лучше всего обеспечивается однополярной двусторонней ШИМ [27]. Если при такой ШИМ количество импульсов k за один полупериод $k \geq 7$, то низшей из высших гармоник спектра, оказывающих заметное влияние, является гармоника с номером $n_{min} = 2k - 3$. Характерной особенностью данной ШИМ является малое значение третьей гармоники, составляющей 1,85% при $k = 7$; 0,9% при $k = 10$ и 0,4% при $k = 15$.

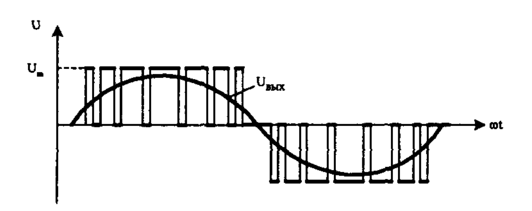


Рис. 3.72. Модуляция длительности импульсов по синусоидальному закону

Формирование в выходном напряжении паузы на нулевом уровне возможно только в мостовых схемах путем одновременного открытия транзисторов, соединенных с одним из входных выводов инвертора. В остальных схемах для формирования паузы на нулевом уровне необходимо вводить либо “закорачивающий” ключ, либо последовательно включенный дополнительный ключ.

Для полумостовой схемы инвертора формирование паузы возможно введением двух дополнительных транзисторов и возвратных диодов (рис. 3.66). Благодаря этому формирование положительного импульса выходного напряжения происходит при открывании транзисторов VT1 и VT2, формирование нулевой паузы — при открывании транзисторов VT2, VT3 и диодов VD11, VD12, формирование отрицательного импульса — при открывании транзисторов VT3, VT4. Таким образом, транзисторы VT3, VT4 выполняют две функции: во-первых, они являются закорачивающим ключом; во-вторых, они обеспечивают снижение напряжения на каждом из двух последовательно соединенных транзисторов плеча до уровня $U_{вх} / 2$.

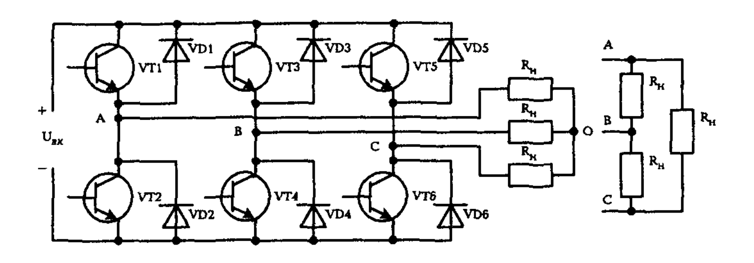


Рис. 3.73. Схема трехфазного мостового инвертора

Трехфазные инверторы выполняются обычно путем подключения входов трех одинаковых однофазных инверторных ячеек к общим входным выводам, подключения нагрузки каждой фазы к выходным выводам соответствующей ячейки и управления транзисторами ячеек со взаимным сдвигом фазы на угол $2\pi / 3$.

Рассмотрим работу трехфазного мостового инвертора, содержащего три однофазных полумоста (рис. 3.73). Транзисторы каждого *полумоста управляются прямоугольным напряжением.* Длительность открытого состояния транзистора составляет 180 электрических градусов. Диаграммы переключения транзисторов показаны на рис. 3.74. В соответствии с диаграммами на выходе инвертора формируются три линейных напряжения (U_{AB}, U_{BC}, U_{CA}) с максимальным значением, равным $U_{вх}$, и с паузой на нулевом уровне длительностью 60 электрических градусов. Напряжения U_{AB}, U_{BC}, U_{CA} сдвинуты взаимно на 120 электрических градусов.

При соединении нагрузки звездой фазное напряжение (относительно искусственного нуля) имеет двухступенчатую форму с максимальными значениями первой ступени $U_{вх} / 3$ и второй ступени $2U_{вх} / 3$. Линейное и фазное напряжения не содержат третьей и кратных ей гармоник. Благодаря включению обратных диодов, шунтирующих транзисторы, инвертор может работать в обратном режиме как выпрямитель, если на его выходе имеется активно-индуктивная нагрузка или противо-ЭДС. При этом действующее значение первой гармоники фазного напряжения определяется соотношением

$$U_{Ф1д} = 4(1 + \cos 60^{\circ})U_{вх} / 3\pi \sqrt{2} = 0{,}45U_{вх}.$$

Регулирование или стабилизацию выходного напряжения можно осуществить методом многократной равномерной ШИМ на полную глубину. Этот метод реализуется путем дополнительных переключений каждой пары транзисторов. При этом отношение выходного

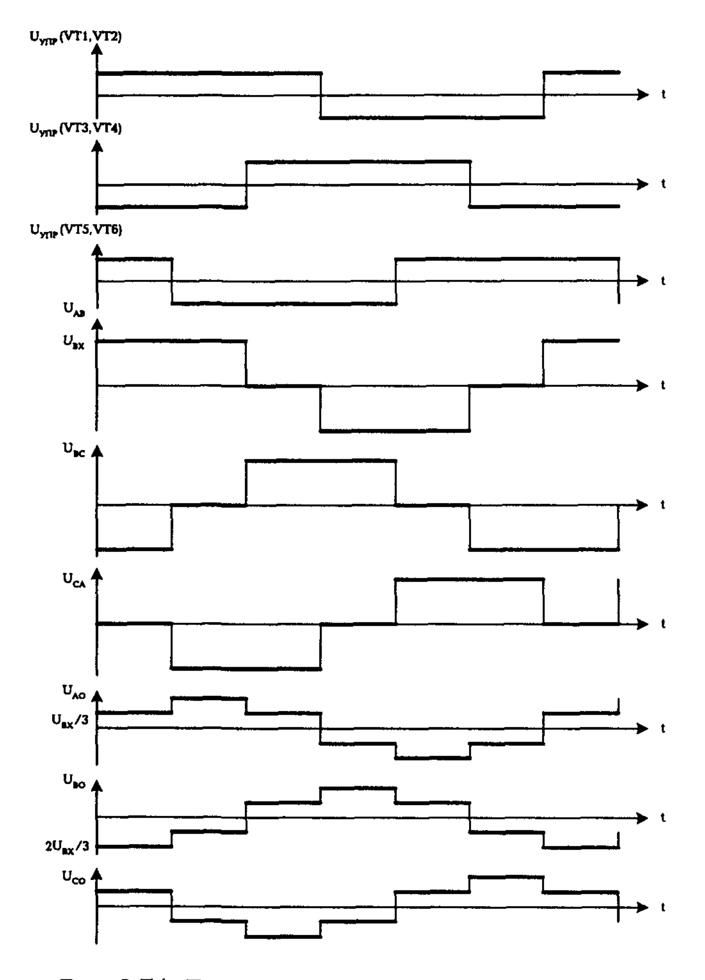


Рис. 3.74. Диаграммы переключения транзисторов мостового инвертора

напряжения $U_{вых}$ инвертора ко входному $U_{вх}$ с паузой на нулевом уровне длительностью 60 электрических градусов составляет

$$U_{вых} / U_{вх} = 0{,}775\gamma.$$

На рис. 3.75 в качестве примера представлена схема трехфазного мостового инвертора, обеспечивающая получение напряжения 380 В переменного трехфазного тока частоты 50 Гц при входном напряжении сети 220 В однофазного тока частоты 50 Гц. Выходная

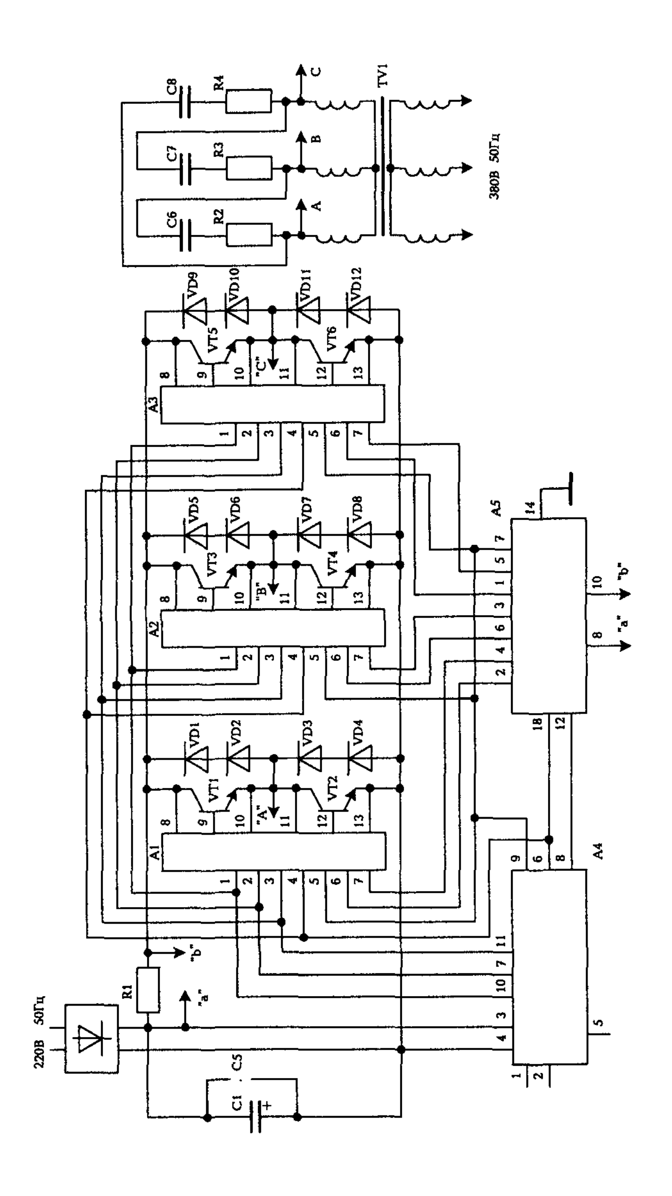


Рис. 3.75. Схема трехфазного инвертора с выходной мощностью 1 кВ·А

мощность инвертора 1 кВ·А. Схема обеспечивает ограничение пускового тока до уровня $1{,}5I_{ном}$ благодаря регулированию напряжения методом ШИМ. Повышение напряжения до уровня 380 В обеспечи-

вается при помощи трансформатора TV1. На выходе инвертора установлены RC-цепочки для снижения высокочастотных составляющих напряжения при коммутации транзисторных ключей. Перечень компонентов инвертора приведен в табл. 3.18.

Таблица 3.18. Перечень компонентов инвертора

Схемное обозначение	Тип компонента
Конденсаторы	
C1...C5	К50-27-350 В-220 мкФ
C6. C8	К73-16-400 В-0,033 мкФ
R1	Резистор С5-16Т-5 Вт-0,15 Ом
R2...R4	Резистор С5-16Т-5 Вт-2 кОм
VT1.. VT6	Транзистор КТ847А
VD1 .VD12	Диод КД213А

Силовые транзисторы VT1...VT6 управляются от предусилителей A1, A2, A3, выполненных по схеме на рис. 3.76. Гальваническая развязка силовых транзисторов от схемы управления осуществляется в схеме предусилителя при помощи оптоэлектронной пары.

Схема дополнительного источника электропитания (узел A4 на рис. 3.75) приведена на рис. 3.77. На рис. 3.78 приведено устройство управления (узел A5 на рис. 3.75). Оно обеспечивает формирование импульсов управления транзисторными ключами и широтно-импульсную модуляцию выходного напряжения с частотой заполнения 6,4 кГц.

Задающий генератор, обеспечивающий частоту заполнения 6,4 кГц и осуществляющий ШИМ, собран на многофункциональной интегральной схеме DD1. Дальнейшее деление частоты до уровня 300 Гц, что соответствует 60 электрическим градусам выходной частоты 50 Гц, осуществляется при помощи микросхем DD4, DD5, DD6.

Формирование пачек импульсов, соответствующих 120 электрическим градусам выходной частоты 50 Гц, осуществляется при помощи микросхем DD7...DD11 и DD3. Усиление сигнала до необходимого уровня, соответствующего работе предусилителей, осуществляется при помощи микросхемы DD12 и транзисторов VT1...VT6.

Ограничение пускового тока осуществляется за счет микросхемы DD1 путем подачи на вход ее усилителя рассогласования сигнала от датчика постоянного тока. В качестве датчика используется резистор R1 на рис. 3.75.

Перечни компонентов схем на рис. 3.76...3.78 приведены в табл. 3.19...3.21 соответственно.

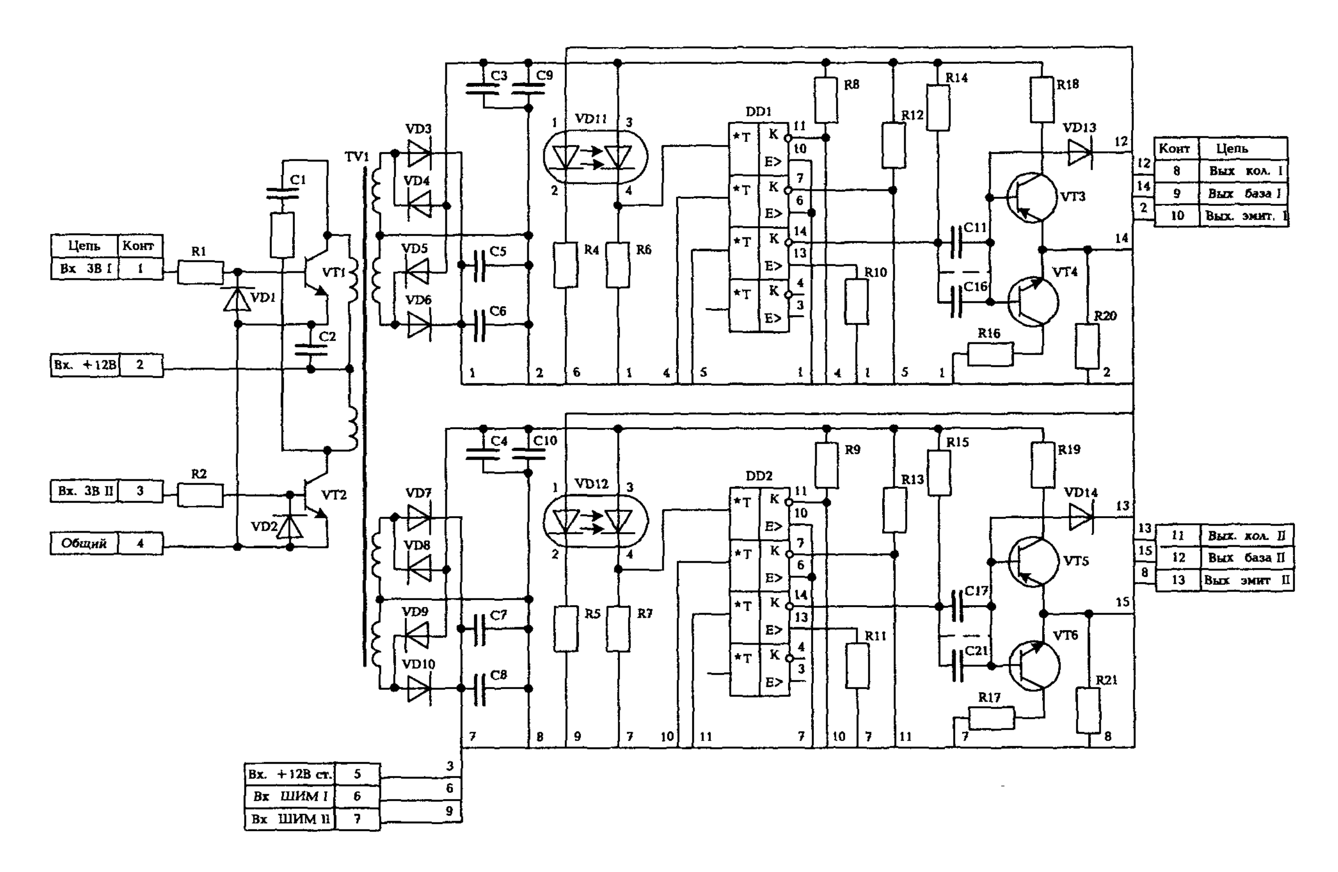


Рис. 3.76. Схема предварительного усилителя

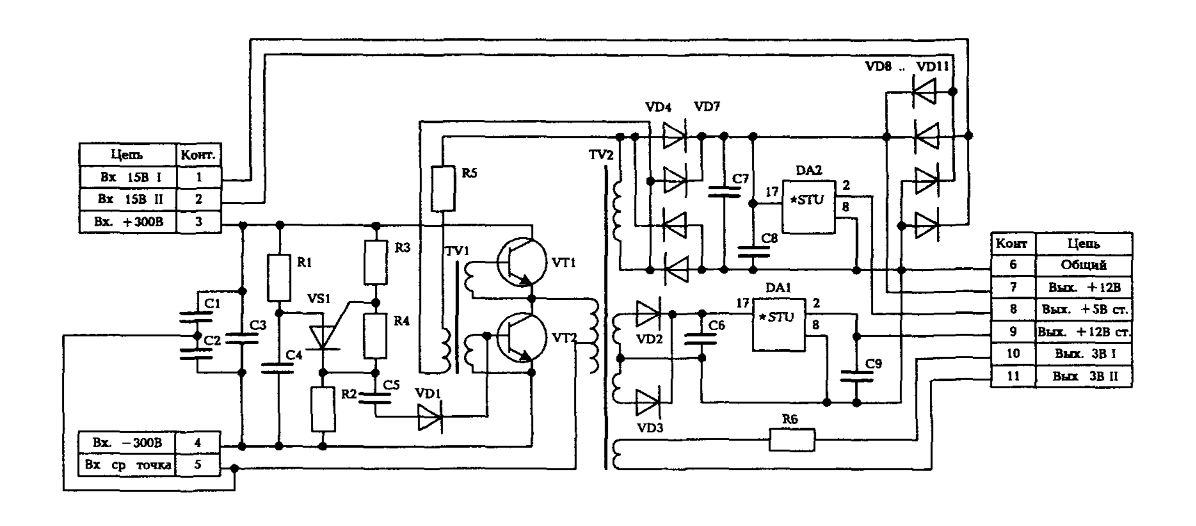


Рис. 3.77. Схема дополнительного источника электропитания

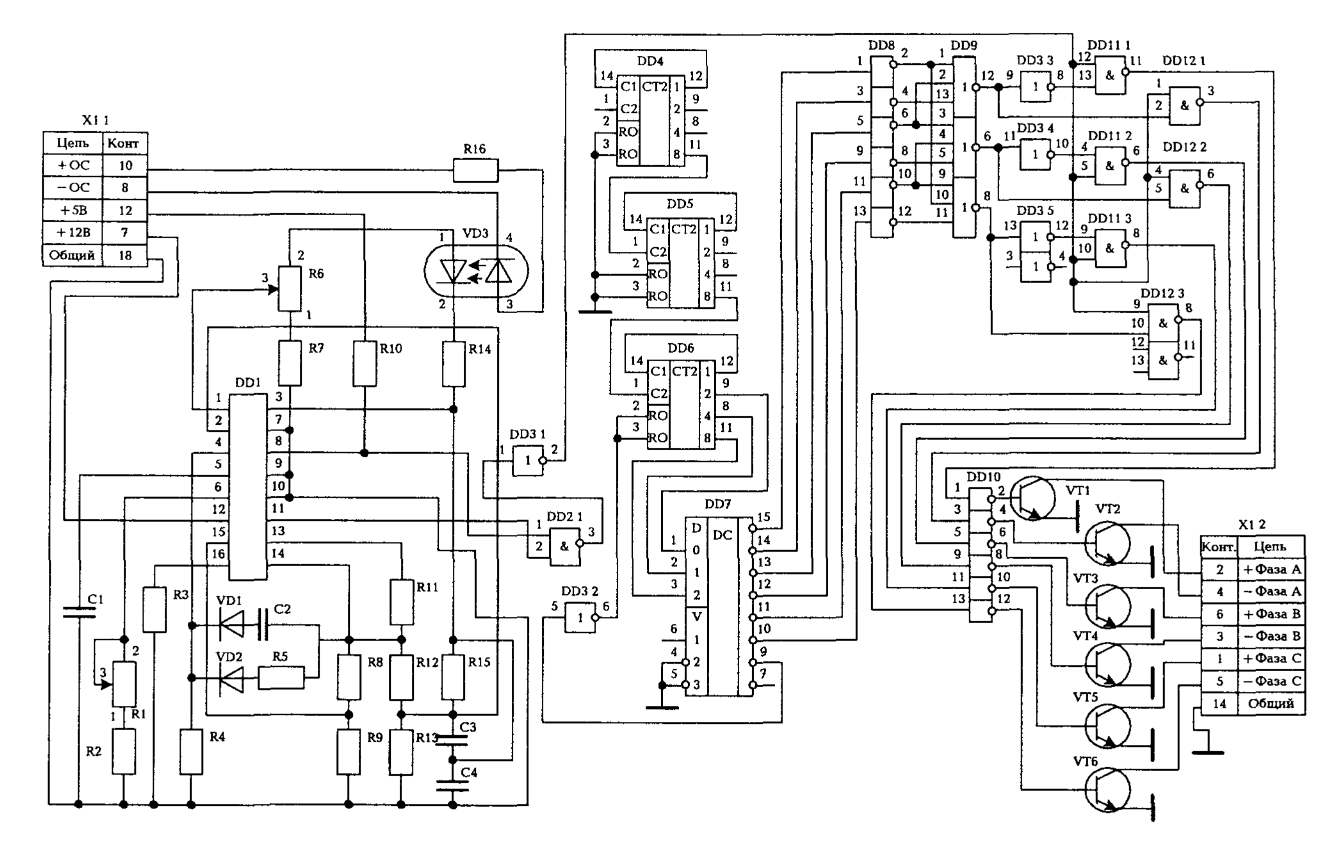


Рис. 3.78. Электрическая схема устройства управления

Таблица 3.19. Перечень компонентов схемы предусилителя на рис. 3.76

Схемное обозначение	Тип компонента
Конденсаторы	
C1	К10-17-26-М1500-0,01 кмкФ ± +10%-В
C2	К10-17-26-Н90-1,0 мкФ-В
C3...C21	К10-17-26-Н90-1,5 мкФ -В
DD1...DD2	Тразисторная матрица 2ТС622А
Резисторы	
R1, R2, R20, R21	С2-33Н-0,5-100 Ом ± 5% А-В-В
R3	С2-33Н-0,5-1 кОм ± 5% А-В-В
R4, R5, R12, R13	С2-33Н-0,5-470 Ом ± 5% А-В-В
R6, R7	С2-33Н-0,25-5,6 кОм ± 5% А-В-В
R8, R9	С2-33Н-О,25-4,7 кОм ± 5% А-В-В
R10, R11	С2-33Н-0,5-15 Ом ± 5% А-В-В
R14, R15	С2-33Н-0,5-68 Ом ± 5% А-В-В
R16...R19	С2-29В-1-5,11 Ом ± 1% -1,0-А
TV1	Трансформатор
VD1...VD10	Диод 2Д212А
VD11, VD12	Оптопара диодная 3ОД129Б
VD13, VD14	Диод 2Д212Б
VT1, VT2, VT4, VT6	Транзистор 2Т630Б
VT3, VT5	Транзистор 2Т830А

Таблица 3.20. Перечень компонентов схемы дополнительного источника электропитания

Схемное обозначение	Тип компонента
Конденсаторы	
C1, C2	К73-17-250 В-1,0 мкФ
C3	К10-47а-500 В-0,047 мкФ +50/-20 % -Н30
C4, C5	К10-47а-500 В-3300 пФ ±20% -Н30
C6...C8	К10-47а-25 В-6,8 мкФ -Н90
C9	К10-17б-Н90-1,5 мкФ -В
DA1	Микросхема 142ЕН8Б
DA2	Микросхема 142ЕН5А
Резисторы	
R1	С2-33Н-0,5-1,0 МОм ± 5% А-В
R2	С2-33Н-0,5-1,0 кОм ± 5% А-В
R3	С2-33Н-0,5-270 кОм ± 5% А-В
R4	С2-33Н-0,25-1,0 кОм ± 5% А-В
R5	С2-33Н-0,5-1,0 кОм ± 5% А-В
R6	С2-33Н-0,5-36 Ом ± 5% А-В

Схемное обозначение	Тип компонента
TV1	Трансформатор управления
TV2	Трансформатор выходной
VD1	Диод 2Д522Б
VD2...VD11	Диод 2Д212Б
VS1	Тиристор 2У111А
VT1, VT2	Транзистор 2Т506А

Таблица 3.21. Перечень компонентов схемы устройства управления на рис. 3.78

Схемное обозначение	Тип компонента
Конденсаторы	
C1, C3	К10-17-2б-М47-3300 пФ ± 10% -В
C2, C4	К10-17-2б-Н90-0,68 мкФ -В
Резисторы	
R1	СП5-16ВА-0,25 Вт 4,7 кОм ± 5%
R2, R8, R9, R12, R13	С2-23-0,25-5,6 кОм ± 5% А-В
R3	С2-29В-0,5-1 Ом 1 % -1,0-Б
R4, R11	С2-23-0,25-1 кОм ± 5% А-В
R5	С2-23-0,25-6,8 кОм ± 5% А-В
R6	СП5-16ВА-0,25 Вт 1 кОм ± 5%
R7	С2-23-0,25-5,1 кОм ± 5% А-В
R10, R14	С2-23-0,25-560 Ом ± 5% А-В
R15	С2-23-0,25-10 кОм ± 5% А-В
R16	С2-23-0,25-100 Ом ± 5% А-В
Микросхемы	
DD1	КР1114ЕУ4
DD2, DD11, DD12	К555ЛА3
DD3, DD8, DD10	К555ЛН1
DD4...DD6	К555ИЕ5
DD7	К555ИД7
DD9	К555ЛЕ4
VD1, VD2	Диод КД522Б
VD3	Оптопара 3ОД129А
VT1...VT6	Транзистор КТ3102А
X1	Вилка РШ2Н-2-17

ГЛАВА 4
Высоковольтные источники электропитания

4.1. Способы получения высокого напряжения на повышенной частоте преобразования

Преобразователи низкого (переменного или постоянного) напряжения в постоянное напряжение более высокого уровня, с целью уменьшения массы и объема, строятся на базе транзисторных преобразователей (инверторов и конверторов). Рабочая частота преобразования подобных устройств обычно составляет 20 кГц и более.

Для повышения напряжения используются, в основном, следующие способы.

1) Трансформация переменного напряжения на повышенной частоте с последующим выпрямлением (рис. 4.1). Трансформация может быть осуществлена с помощью электромагнитного (в том числе резонансного) либо пьезоэлектрического трансформатора.

2) Умножение напряжения после трансформатора с помощью каскадных умножителей с емкостной связью. На рис. 4.2, а представлена схема однофазная двухполупериодная со средней точкой, на рис. 4.2, б — схема однофазная однополупериодная несимметричная.

3) Трансформация переменного напряжения с последующим выпрямлением и суммированием постоянных напряжений, полученных на выходе гальванически развязанных обмоток (рис. 4.3, а, б) или трансформаторов.

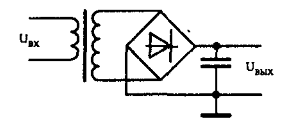


Рис. 4.1. Схема с трансформацией переменного напряжения с последующим выпрямлением

Первый способ трансформации напряжения в преобразователях с повышенной рабочей частотой применяется при сравнительно небольших кратностях выходного и входного напряжений. Это связано с наличием паразитной емкости вторичной обмотки трансформа-

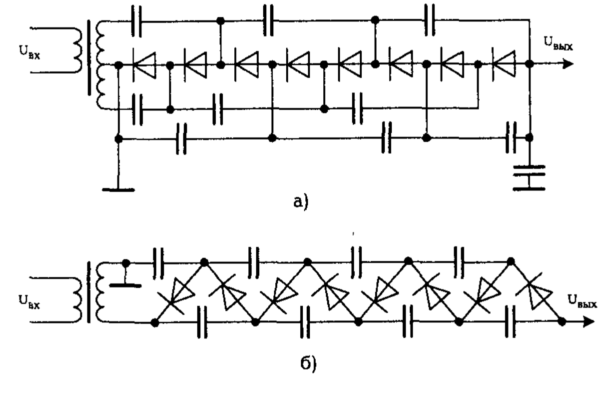


Рис. 4.2. Схема с умножением напряжения: а — однофазная двухполупериодная со средней точкой; б — однофазная однополупериодная несимметричная

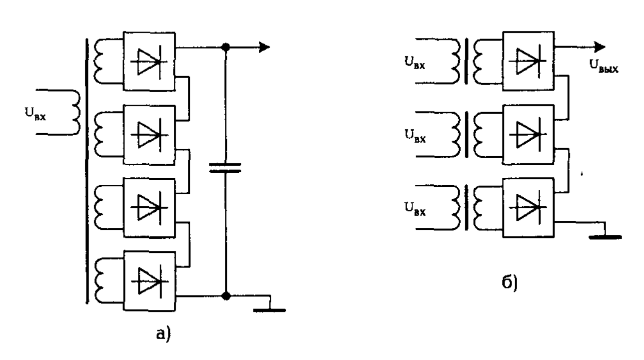


Рис. 4.3. Схема с трансформацией переменного напряжения с последующим выпрямлением и суммированием напряжений: а — гальванически развязанных обмоток; б — трансформаторов

тора, на перезаряд которой при повышенной частоте преобразования затрачивается значительная энергия. Реактивная мощность S, необходимая для перезаряда паразитной емкости вторичной обмотки C2 с частотой $f_п$, определяется из соотношения:

$$S = 4\,C_2\,f_п\,U_2^2, \qquad (4.1)$$

где U_2 — напряжение на вторичной обмотке.

Значение емкости C_2 обычно находится в пределах (10...300) пФ. При частоте преобразования 20 кГц и напряжении 10 кВ на вторичной обмотке трансформатора реактивная мощность составит S = (80...2400) В•Ар.

Вторым недостатком данного способа преобразования является необходимость применения высоковольтных высокочастотных диодов [34], которые уступают по основным характеристикам низковольтным. Третий недостаток заключается в повышенных требованиях к качеству электрической изоляции, которая должна быть рассчитана на высокое напряжение повышенной частоты. У большинства применяемых изолирующих материалов электрическая прочность с ростом частоты падает [35].

Применение пьезоэлектрических трансформаторов ограничено маломощными источниками с рабочим напряжением не выше (4...5) кВ.

Преобразование напряжения при помощи трансформатора, работающего на каскадный умножитель с емкостной связью, широко применяется в высоковольтных источниках электропитания. Трансформатор в данном случае выполняется на относительно низкое напряжение, что упрощает его конструкцию и снижает паразитные параметры.

При повышенной частоте преобразования умножители напряжения имеют сравнительно высокие удельные характеристики благодаря использованию конденсаторов малой емкости (порядка сотен или тысяч пикофарад). Однако при больших кратностях умножения применение подобных схем оправдано лишь при малых токах нагрузки (менее 1 мА), когда конденсатор схемы работает в режиме частичного разряда.

Использование третьего способа преобразования напряжения позволяет заменить высоковольтный трансформатор одним или несколькими многообмоточными трансформаторами, из которых только часть выполняется высокопотенциальными. В этом случае паразитная емкость нескольких обмоток меньше по сравнению с паразитной емкостью обмотки при первом или втором способе преобразования. Реактивная мощность S, достаточная для перезаряда емкости C_2 вторичных обмоток, определяется из соотношения:

$$S = 4\, C_2\, n\, f\, (U_2 / n)^2.$$

Ее значение примерно в n раз меньше мощности, определяемой по уравнению (4.1).

На повышенных частотах напряжения вторичных обмоток выбираются не только из условия обеспечения оптимального коэффициента трансформации, но и исходя из характеристик выпрямительных диодов, допустимое напряжение которых при частоте 20 кГц не превышает 1000 В. Применение сравнительно низковольтных выпрямителей, имеющих значительно лучшие характеристики, чем высоковольтные, позволяет уменьшить динамические потери в них и расширить диапазон частот преобразования.

Высоковольтный трансформаторно-выпрямительный модуль, содержащий несколько вторичных обмоток и соответствующее количество выпрямителей, показан на рис. 4.4. Недостатком данного исполнения является большое количество выводов, которые необходимо соединять с выпрямителями, что создает технологические трудности.

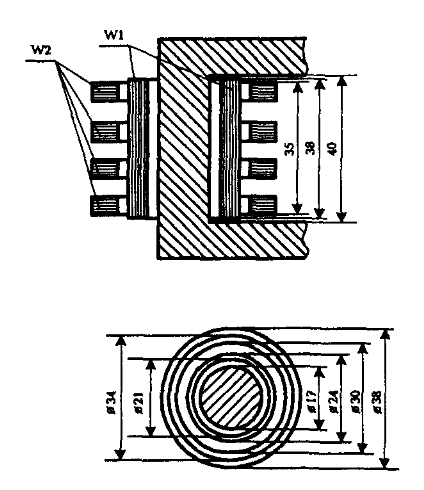


Рис. 4.4. Высоковольтный трансформаторно-выпрямительный модуль

Количество выпрямителей, размещаемых рядом с катушкой в общей заливке компаундом, обычно не превышает 8...10. С учетом этого максимальное напряжение, которое можно получить от одного модуля, определяется размерами магнитопровода. Так, модуль на сердечнике ПК40×18 может иметь выходное напряжение (2...4) кВ. При этом выходной ток, определяемый параметрами выпрямительных диодов, может достигать 1 А. Построение трансформаторно-выпрямительного модуля по схеме на рис. 4.4 целесообразно при выходной мощности не менее нескольких сотен ватт.

Поскольку трансформаторно-выпрямительный модуль является высокопотенциальным, то индуктивность L_S рассеивания трансформатора определяется расстоянием между обмотками, которое увеличивается с повышением рабочего напряжения. С точки зрения потерь в транзисторах и диодах инвертора существует оптимальное значение L_S. Малые значения L_S приводят к снижению токов заряда паразитных емкостей. При больших значениях L_S возрастают токи, протекающие через обратные диоды инвертора, увеличиваются статические и динамические потери в транзисторах.

4.2. Способы регулирования высокого напряжения на выходе преобразователя

Работа транзисторного преобразователя на нагрузку в виде высоковольтного выпрямителя с регулированием выходного напряжения имеет рад особенностей независимо от способа повышения напряжения. Повышенный ток потребления от преобразователя, необходимый для перезаряда паразитных емкостей, и индуктивность рассеивания трансформатора способствуют возникновению колебательного процесса, который искажает форму напряжения и вызывает дополнительный нагрев переключающих транзисторов. Это приводит к снижению КПД источника электропитания.

Способ широтно-импульсной модуляции выходного напряжения преобразователя, обеспечивающий регулирование выпрямленного напряжения в низковольтных источниках, не позволяет получить приемлемые регулировочные характеристики в высоковольтных источниках, особенно с емкостной реакцией выходного фильтра. При таком способе регулирования в выходном напряжении инвертора преобразователя в период паузы работы транзисторов появляются высокочастотные составляющие, вызванные реакцией нагрузки. Эти составляющие трансформируются во вторичную обмотку трансформатора и выпрямитель, вызывая потери в высоковольтных диодах.

Для анализа происходящих процессов трансформатор целесообразно представить эквивалентной схемой замещения для высоких частот. На рис. 4.5 представлена эквивалентная схема замещения, приведенная в работе [36] для низковольтного трансформатора. Эта схема может быть использована также для анализа высоковольтного трансформатора.

На схеме замещения обозначены:

r_1 и r_2 — активные сопротивления первичной и вторичной обмоток;

L_{S1} и L_{S2} — индуктивности рассеивания первичной и вторичной обмоток соответственно;

$r_{пот}$ — сопротивление потерь в первичной обмотке;

L_1 — индуктивность первичной обмотки;

C_1, и C_2 — эквивалентные межслоевые емкости первичной и вторичной обмоток соответственно;

$C_{1,2}$ — емкость между первичной и вторичной обмотками.

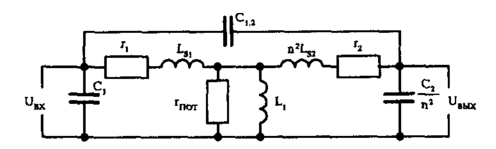


Рис. 4.5. Эквивалентная схема замещения трансформатора

Емкости C_1, C_2 и $C_{1,2}$ являются распределенными, однако для практических расчетов их можно представить сосредоточенными.

У высоковольтного трансформатора в отличие от низковольтного наибольшее влияние оказывают индуктивность рассеивания $L_S = L_{S1} + L_{S2}$, паразитная емкость вторичной обмотки C_2 и паразитная емкость $C_{1,2}$ между первичной и вторичной обмотками.

При этом полная собственная емкость $C_o = C_2 + C_{1,2}$.

Индуктивность рассеивания L_S трансформатора с цилиндрическими обмотками, конструкция которого представлена на рис. 4.4, определяется из соотношения [35]:

$$L_S = \frac{\mu_o W_1^2 \Pi_{ср.о}}{h_o k_p}\left(\delta_{из} + \frac{h_1 + h_2}{3}\right), \qquad (4.2)$$

где μ_o — магнитная постоянная;

W_1 — количество витков первичной обмотки;

$\Pi_{ср.о}$ — средний периметр обмотки;

h_o — высота обмотки;

$\delta_{из}$ — толщина изоляции слоя;

k_p — коэффициент Роговского, обычно равный 0,7...0,9;

h_1 и h_2 — толщины первичной и вторичной обмоток соответственно.

Значение емкости между обмотками трансформатора зависит от многих факторов: размеров трансформатора, близости обмоток к заземляющему основанию, наличия экранной обмотки и т. д. Стро-

гий расчет емкости между обмотками сложен и зависит от выбранной эквивалентной схемы трансформатора. Для инженерного расчета можно воспользоваться следующими соотношениями [37].

Емкость между слоями вторичной обмотки в пикофарадах:

$$C_2 = \frac{4\,\varepsilon_r\,\varepsilon_o\,r\,W\,\Pi_{ср.в}}{(4a_1 - \pi r)\,(N - 1)}, \qquad (4.3)$$

где ε_r — относительная диэлектрическая проницаемость изоляции (для большинства изолирующих материалов $\varepsilon_r = 3...4$);
ε_o — электрическая постоянная, равная $8{,}85 \cdot 10^{-14}$ Ф/см;
r — радиус неизолированного провода, см;
W — число витков в одном слое вторичной обмотки;
$\Pi_{ср.в}$ — средний периметр витка, см;
$2a_1$ — расстояние между осями витков провода в соседних слоях, см;
N — число слоев.

Емкость между обмотками в пикофарадах:

$$C_{1,2} = \frac{4\,\varepsilon_r\,\varepsilon_o\,r_{ср}\,W_{ср}\,\Pi_{ср.в}}{(4a_{1,2} - \pi r_{ср})},$$

где $r_{ср}$ — средний радиус неизолированного провода смежных обмоток, см;
$W_{ср}$ — среднее число витков в смежных слоях обмоток;
$2a_{1,2}$ — расстояние между осями проводов смежных слоев соседних обмоток.

Отмеченные особенности высоковольтных источников электропитания должны учитываться при выборе способа стабилизации выходного напряжения. Существует ряд способов стабилизации. На рис. 4.6 приведены структурные схемы, реализующие эти способы.

В большинстве случаев для стабилизации выходного напряжения используется схема с регулятором во входной цепи преобразователя и с обратной связью со стороны высоковольтной выходной цепи (рис. 4.6, а). Регулятор представляет собой низковольтный стабилизатор напряжения, на вход которого поступает сигнал рассогласования с высоковольтного делителя напряжения, установленного на выходе схемы умножения. Этот способ стабилизации позволяет получить высокую стабильность напряжения (порядка 0,05...0,1%),

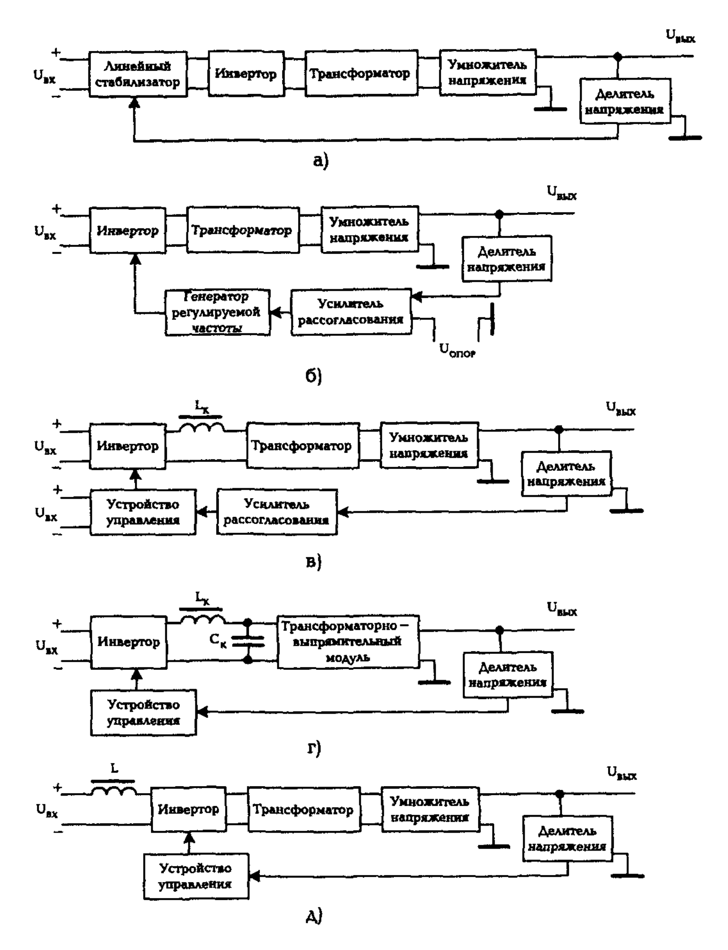


Рис. 4.6. Структурные схемы стабилизации высоковольтных источников электропитания

однако при этом снижается КПД источника электропитания. Подобная стабилизация напряжения используется в маломощных источниках высокого напряжения.

Если выбрать частоту преобразования близкой к резонансной частоте контура, образованного индуктивностью рассеивания высоковольтного трансформатора и эквивалентной паразитной емкостью, то возможно регулирование выходного напряжения методом частотно-импульсной модуляции (ЧИМ). В этом случае частота преобразования выбирается выше резонансной частоты коммутиру-

емого колебательного контура. Структурная схема, обеспечивающая данный способ стабилизации, приведена на рис. 4.6, б. Если сигнал $U_{о.с}$ отрицательной обратной связи, снимаемый с усилителя рассогласования, уменьшает частоту задающего генератора $f_{з.г}$, следовательно, снижает частоту преобразования, то напряжение на выходе высоковольтного трансформатора возрастает. И наоборот, с увеличением частоты $f_{з.г}$ напряжение на выходе источника уменьшается. При этом соответствующей подстройкой частоты схема обеспечивает стабилизацию выходного напряжения. Недостатком данного способа является переменный гармонический спектр пульсаций в выходном напряжении и невозможность внешней синхронизации.

Стабилизация (регулирование) выходного напряжения в преобразователях постоянного напряжения с резонансным LC-контуром принципиально может осуществляться как изменением частоты, так и изменением момента открывания транзисторов инвертора при неизменной частоте преобразования, т. е. широтно-импульсной модуляцией.

При регулировании широтно-импульсной модуляцией происходит обязательное закорачивание первичной обмотки высоковольтного трансформатора во время паузы в работе транзисторов для циркуляции энергии LC-контура. Структурная схема, обеспечивающая данный способ регулирования, приведена на рис. 4.6, в. В этой схеме рекомендуется применение мостового инвертора.

Для обеспечения подстройки резонансной частоты контура с целью минимизации потерь возможно включение дополнительного дросселя последовательно с первичной обмоткой высоковольтного трансформатора. Это значительно увеличивает индуктивность контура.

В составе высоковольтных источников электропитания с выходной мощностью более 100 Вт резонансный LC-контур выполняется в виде самостоятельного узла и включается на входе трансформатора. Комплексное сопротивление высоковольтного трансформатора оказывает существенное влияние на резонансную частоту контура.

Схема высоковольтного источника с резонансным LC-контуром приведена на рис. 4.6, г. Принцип действия резонансного инвертора иллюстрируется эквивалентной схемой, приведенной на рис. 4.7. Диаграммы работы схемы показаны на рис. 4.8. В схеме на рис. 4.7 обозначены: S_1 и S_2 — силовые переключающие транзисторы; $L_к$ и $C_к$ — индуктивность и емкость контура; $Z_н$ — сопротивление нагрузки.

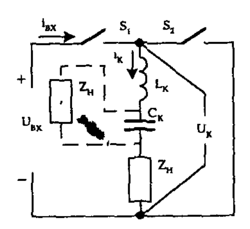


Рис. 4.7. Эквивалентная схема резонансного инвертора

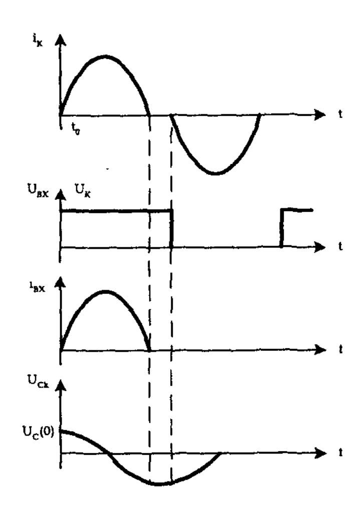


Рис. 4.8. Диаграммы работы схемы резонансного инвертора

Пусть в момент времени t_o (рис. 4.8) замыкается ключ S_1 и на последовательный колебательный контур подается входное напряжение $U_{вх}$. В цепи контура начинает нарастать ток $i_к$, который изменяется по закону

$$i_к = \frac{U_{вх} - U_c(0)}{\omega_o L_к} \exp\left(-\frac{\omega_o t}{2Q}\right) \sin\omega_o t,$$

где ω_o — круговая частота колебаний контура,

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{L_к C_к} - \frac{Z_н^2}{4L_к^2}}\ ;$$

Q — добротность контура;
$Q = \omega_o L_к / Z_н$;
$U_c(0)$ — напряжение на конденсаторе в момент замыкания ключа S_1.

Через половину периода собственных колебаний

$$T_o / 2 = \pi / \omega_o$$

ток в силовой цепи контура снизится до нуля и ключ S_1 разомкнется при нулевом значении коммутируемой мощности. Замыкание ключа S_2 приводит к формированию отрицательной полуволны синусоиды тока в цепи контура.

При замкнутом ключе S_2 мгновенные значения тока в цепи последовательного колебательного контура определяются соотношением:

$$i_к = \frac{U_c(\pi)}{\omega L_к} \exp\left(-\frac{\omega t - \pi}{2Q}\right) \sin(\omega_o t - \pi),$$

где $\omega = \pi f$;
f — рабочая частота инвертора.

Параметры контура $L_к$ и $C_к$ должны выбираться из условия резонанса на рабочей частоте инвертора, т. е. должно выполняться условие:

$$\omega L_к = 1 / (\omega C_к).$$

Для обеспечения малого затухания в контуре необходимо выполнение условия:

$$\frac{Z_н^2}{4L_к^2} << \frac{1}{L_к C_к}.$$

При выполнении указанных условий форма напряжения на нагрузке близка к синусоидальной, а действующее значение этого напряжения

$$U_н = 2\sqrt{2}\, U_{вх} / \pi.$$

Если указанные условия не соблюдаются, то напряжение на нагрузке

$$U_н = \frac{2\sqrt{2}\, U_{вх} Z_н}{\pi \sqrt{\left(\omega L_к - \frac{1}{\omega C_к}\right)^2 + Z_н^2}}.$$

Нагрузка может подключаться либо последовательно с колебательным LC-контуром, либо параллельно конденсатору $C_к$ (параллельное подключение показано на рис. 4.7 пунктиром).

Кроме описанных схем регулирования (стабилизации) выходного напряжения высоковольтных источников электропитания используются также следующие.

На вход высоковольтного трансформатора подается напряжение прямоугольной формы переменной скважности (рис. 4.6, в). При этом первичная обмотка трансформатора в паузе между импульсами напряжения шунтируется накоротко в соответствии с логикой работы транзисторов преобразователя. Для регулирования выходного напряжения при наличии выходного емкостного фильтра последовательно с первичной обмоткой трансформатора включается дроссель переменного тока [38]. При этом работа происходит на частоте, отличной от резонансной.

В течение паузы между импульсами входного напряжения возможны два режима работы дросселя: с полным или с неполным разрядом. Этим режимам дросселя соответствуют режимы прерывистого и непрерывного токов высоковольтного выпрямителя. Для режима непрерывного тока характерными являются сдвиг тока дросселя относительно импульса напряжения и линейно нарастающая форма тока через дроссель и трансформатор.

Возможно включение дросселя в цепь постоянного тока преобразователя, работающего на высоковольтный трансформатор с емкостным умножителем напряжения (рис. 4.6, д). Данная схема используется при сравнительно невысоком входном напряжении порядка (15...27) В. При этом преобразователь выполняется на базе двухтактной схемы со средней точкой трансформатора. Управление транзисторами осуществляется широтно-импульсной модуляцией с одновременным нахождением транзисторов в открытом состоянии в течение заданного времени.

В момент времени, когда оба транзистора открыты, закорачивается первичная обмотка трансформатора, а входной ток ограничивается дросселем в цепи постоянного тока. При этом в дросселе накапливается электромагнитная энергия. В момент времени, когда

один из транзисторов преобразователя закрывается, ток источника продолжает протекать через дроссель, первичную обмотку трансформатора и открытый транзистор. При этом электромагнитная энергия, накопленная в дросселе, передается во вторичную обмотку трансформатора. Регулирование выходного напряжения осуществляется широтно-импульсной модуляцией. При этом с увеличением времени одновременного нахождения транзисторов в открытом состоянии увеличивается накопленная энергия и соответственно повышается напряжение на выходе источника. Схема на рис. 4.6, д применяется на небольшую выходную мощность порядка единиц ватт.

4.3. Источники электропитания устройств отображения информации

К устройствам отображения информации РЭС относятся индикаторные устройства и дисплеи. Индикаторные устройства выполняются на базе электросветовых индикаторных приборов [39] и электронно-лучевых трубок [40]. Буквенно-цифровые и графические дисплеи реализуются на базе электронно-лучевых трубок и индикаторных матриц.

В современных РЭС отображение информации на базе ЭЛТ является доминирующим. Применяются монохромные и цветные ЭЛТ, однако последние имеют преимущества в восприятии информации оператором и поэтому являются предпочтительными. На базе цветных ЭЛТ применяются, в основном, два вида устройств отображения информации:

- с использованием телевизионного кинескопа;
- с использованием индикаторной трубки.

Ниже рассмотрены особенности построения источников электропитания устройств с различными ЭЛТ.

4.3.1. Многоканальный источник электропитания цветного видеомонитора

В качестве типового рассмотрим многоканальный источник электропитания видеомонитора, в котором использован цветной кинескоп типа 51ЛКД2Ц. Этот кинескоп обладает высокой разрешающей способностью, имеет электростатическую фокусировку, электромагнитное отклонение и магнитное сведение электронных лучей, внут-

ренний магнитный экран для отображения телевизионной и знакографической информации. На рис. 4.9 показана схема соединения электродов с выводами кинескопа: 1 — электрод фокусирующий; 2, 3, 13, 14 — отсутствуют; 4 — не подключается; 5 — модулятор; 6 — катод прожектора “зеленого”; 7 — электрод ускоряющий; 8 — катод прожектора “красного”; 9 — подогреватель (накал); 10 — подогреватель (накал); 11 — катод прожектора “синего”; 12 — не подключается; А — вывод анода.

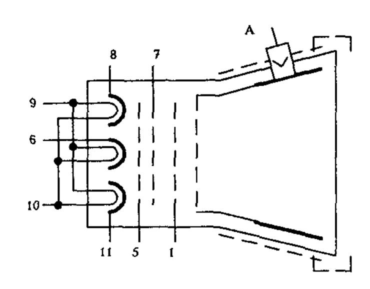


Рис. 4.9. Схема соединения электродов с выводами *цветного кинескопа* 51ЛКД2Ц

На рис. 4.10 приведена схема видеомонитора, состоящая из следующих узлов: УУ — устройство управления динамическим сведением; МДС — многополюсник динамического сведения; К — кинескоп 51ЛКД2Ц-С; КР — катушка размагничивания; ОС — отклоняющая система; УР — устройство разверток; ВУ — видеоусилитель; ФСГ — формирователь сигнала гашения; ГСР — генератор строчной развертки; ГКР — генератор кадровой развертки; УФК — устройство функционального контроля; ВИЭП — источник электропитания высокого напряжения; УВ — устройство выпрямителей; УС — устройство стабилизаторов. Устройства УВ и УС составляют источник электропитания низкого напряжения.

На рис. 4.11 представлена структурная схема низковольтного многоканального источника электропитания цветного видеомонитора. В состав источника входят сетевой выпрямитель СВ, дополнительный источник электропитания ДИЭП, устройство управления УУ, усилитель мощности УМ, многоканальные выпрямители МВ1 и МВ2.

Устройство управления полумостовым инвертором представлено на рис. 4.12. В устройстве управления использована многофункциональная интегральная микросхема типа 1114ЕУ1, описание работы которой дано в разделе 3.2.1. В устройстве управления применены компоненты, указанные в табл. 4.1.

Рис. 4.10. Схема видеомонитора

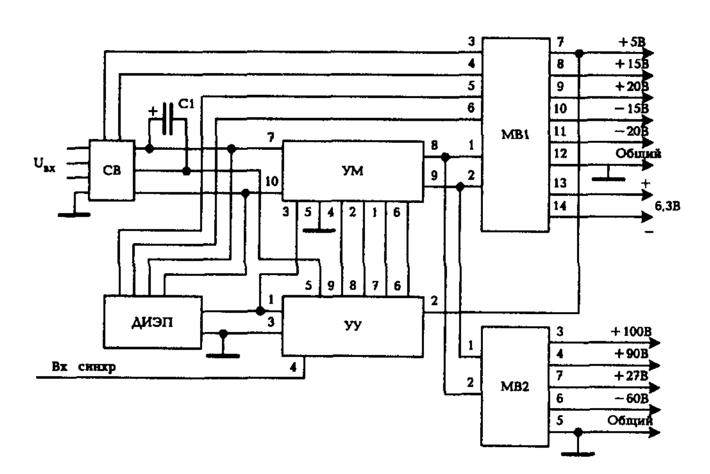


Рис. 4.11. Структурная схема многоканального источника электропитания

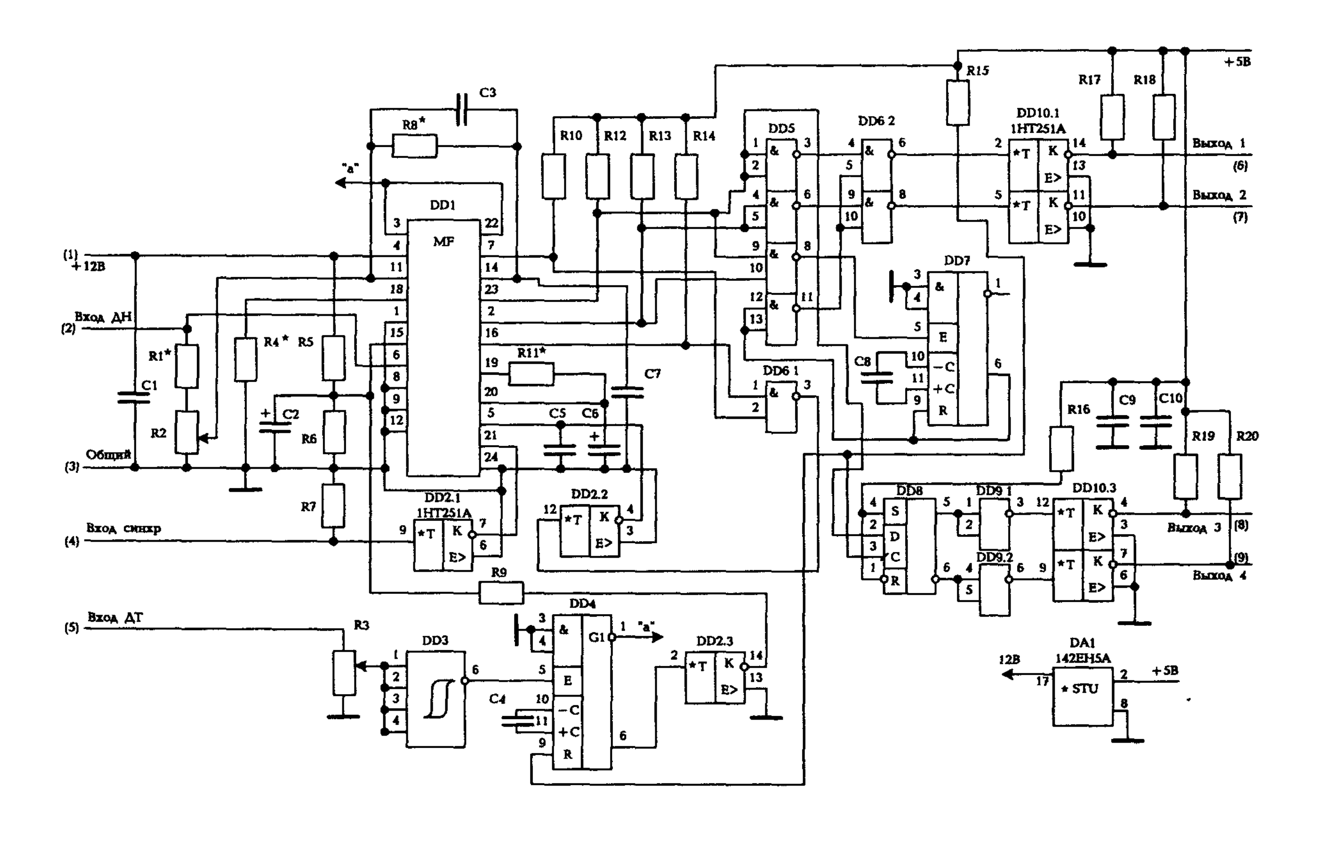


Рис. 4.12. Устройство управления на базе микросхемы 1114ЕУ1

Таблица 4.1. Компоненты схемы устройства управления на рис. 4.12

Схемное обозначение	**Тип компонента**
Конденсаторы	
C1	К10-17-2Б-Н90-0,68 мкФ
C2	К53-4А-6,3 В-22 мкФ
C3	К10-17-2б-М47-3300 пФ
C4, C5	К10-17-2б-М1500-0,01 мкФ
C6	К53-4А-6,3 В-6,8 мкФ
C7	К10-17-2б-М47-3300 пФ
C8	К10-17-26-М47-1200 пФ
C9, C10	К10-17-2б-Н90-0,68 мкФ
Микросхемы	
DA1	142ЕН5А
DD1	1114ЕУ1
DD3	533ТЛ1
DD2,DD10	1НТ251А
DD4, DD7	533АГ1
DD5, DD6, DD9	533ЛА3
DD8	533ТМ2
Резисторы	
R1	С2-23-0,25-1,2 кОм
R2	СП5-2В-1В-1,5 кОм
R3	СП5-2В-1В-470 Ом
R4	С2-23-0,125-6,8 кОм
R5	С2-23-0,125-82 кОм
R6	С2-23-0,125-56 кОм
R7	С2-23-0,125-1 кОм
R8	С2-23-0,125-15 кОм
R9	С2-23-0,125-100 Ом
R10	С2-23-0,125-3,3 кОм
R11	С2-23-0,126-470 Ом
R12, R13	С2-23-0,25-680 Ом
R14	С2-23-0,125-3,3 кОм
R15, R16	С2-23-0,125-1,5 кОм
R17 .R20	С2-23-0,5-56 Ом

Сигналы от устройства управления поступают в предварительный усилитель мощности.

В рассматриваемом источнике электропитания предварительный усилитель мощности совмещен в одном узле с силовыми транзисторами полумостовой схемы инвертора и представлен на рис. 4.13 как усилитель мощности. Компоненты схемы усилителя мощности приведены в табл. 4.2. Полумостовой инвертор с последовательно включенными транзисторами и с возвратными диодами осуществляет

стабилизацию выходного канала +5 В, с выхода которого обратная связь подается в устройство управления.

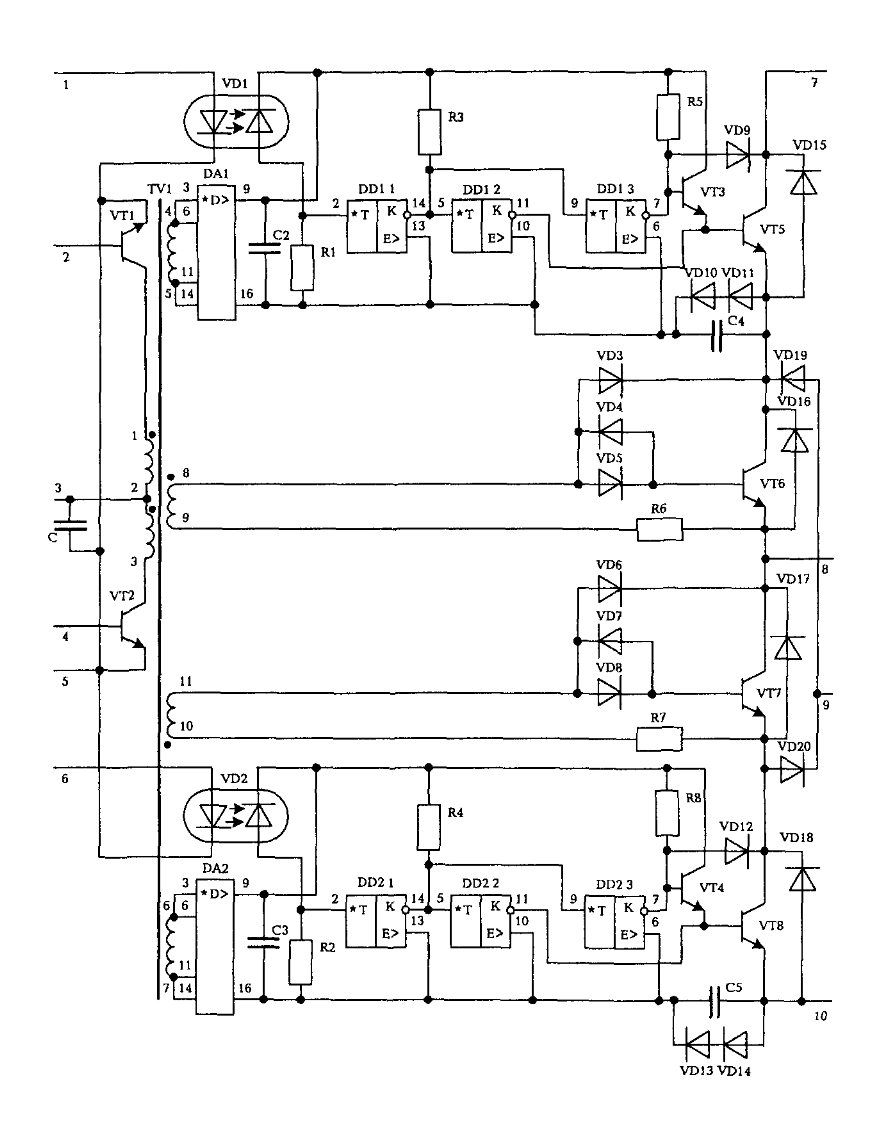


Рис. 4.13. Усилитель мощности

Таблица 4.2. Компоненты схемы усилителя мощности

Схемное обозначение	Тип компонента
C1...C5	Конденсатор К10-47а-25 В-6,8 мкФ-Н90
DA1, DA2	Микросхема 542НД1
DD1, DD2	Транзисторная матрица 1НТ251
Резисторы	
R1, R2	С2-23-0,25-1,0 кОм ± 5% А-В
R3, R4	С2-23-0,5-330 Ом ± 5% А-В
R5, R8	С2-23-0,5-56 Ом ± 5% А-В
R6, R7	С2-29В-1-2 Ом ± 1% -1,0-Б
TV1	Трансформатор управления
VD1, VD2	Оптопара 3ОД129Б
VD3...VD18	Диод 2Д212Б
VD19, VD20	Диод 2Д213А
VT1...VT4	Транзистор 2Т831А
VT5...VT8	Транзистор 2Т841А

Рабочая частота инвертора f_p = 20 кГц. Электрическая схема трансформатора управления TV1 показана на рис. 4.14.

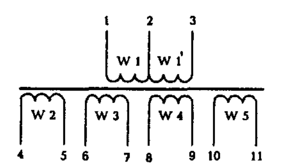


Рис. 4.14. Электрическая схема трансформатора управления

В качестве магнитопровода использован кольцевой сердечник К20×16×6 из феррита М2000НМ1-17. Обмоточные данные трансформатора управления приведены в табл. 4.3.

Таблица 4.3. Обмоточные данные трансформатора управления

Номер обмотки	Марка провода и диаметр по меди	Число витков	Напряжение, В	Рабочий ток, А
W1, W1'	ПЭТВ-2-0,315	38×2	12	1,1
W2	ПЭТВ-2-0,4	23	7	1,0
W3	ПЭТВ-2-0,4	23	7	1,0
W4	ПЭТВ-2-0,4	13	4	1,0
W5	ПЭТВ-2-0,4	13	4	1,0

Усилитель мощности работает на два включенных параллельно по входам силовых трансформатора, входящих в многоканальные выпрямители МВ1 и МВ2. Вторичные обмотки этих трансформаторов являются источниками напряжений для выходных каналов,

часть которых имеет свои стабилизаторы напряжения компенсационного типа. В каналах +15 В и минус 15 В выпрямителя МВ1 (рис. 4.15) стабилизация осуществляется при помощи интегральных стабилизаторов серии 142ЕН.

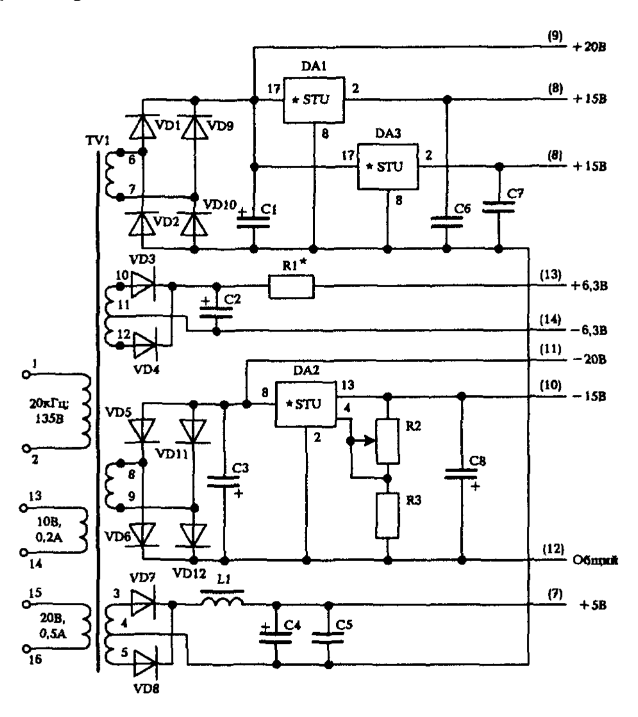


Рис. 4.15. Многоканальный выпрямитель МВ1

Перечень компонентов схемы выпрямителя МВ1 приведен в табл. 4.4. Электрическая схема трансформатора TV1 выпрямителя МВ1 показана на рис. 4.16. Его рабочая частота f_p = 20 кГц. В качестве магнитопровода использован сердечник Ш12×15 из феррита М2000НМ-14. Обмоточные данные трансформатора приведены в табл. 4.5.

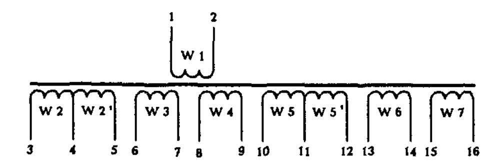


Рис. 4.16. Электрическая схема трансформатора выпрямителя МВ1

Таблица 4.4. Компоненты схемы выпрямителя

Схемное обозначение	Тип компонента
Конденсаторы	
C1, C3	К50-29-63 В-1000 мкФ ± 10%
C2, C4	К50-29-16 В-1000 мкФ ± 10%
C5, C6, C7	К10-17-2б-Н90-0,68 мкФ
C8	К50-29-25 В-100 мкФ ± 10%
Микросхемы	
DA1, DA3	142ЕН8В
DA2	142ЕН10
Резисторы	
R1	С5-16МВ-5-0,75 Ом (0,82 Ом; 1,5 Ом)
R2	СП5-16ВА-0,25-6,8 кОм
R3	С2-33-0,125-1 кОм
TV1	Трансформатор
VD1.. VD12	Диод КД213А

Таблица 4.5. Обмоточные данные трансформатора выпрямителя МВ1

Номер обмотки	Марка провода, диаметр по меди	Число витков	Напряжение, В	Рабочий ток, А
W1	ПЭТВ-2-0,75	57	135	1
W2, W2'	ПЭТВ-2-0,9	2×3	7,3	2,8
W3	ПЭТВ-2-0,85	9	22	2,2
W4	ПЭТВ-2-0,63	9	22	1,1
W5, W5'	ПЭТВ-2-0,5	2×3	7,3	0,77
W6	ПЭТВ-2-0,5	3,5	10	0,2
W7	ПЭТВ-2-0,5	7	20	0,5

Электрическая схема многоканального выпрямителя МВ2 приведена на рис. 4.17, перечень компонентов — в табл. 4.6. Схема входного трансформатора TV1 показана на рис. 4.18, обмоточные данные — в табл. 4.7.

Таблица 4.6. Компоненты схемы выпрямителя МВ2

Схемное обозначение	Тип компонента
Конденсаторы	
C1, C2	К50-29-300 В-47 мкФ-В
C3	К73-16-160 В-6,8 мкФ
C4	К10-17-1б-М47-1500 пФ ± 10%
C5	К50-29-63 В-220 мкФ
DA1	Микросхема 544УД2А
Резисторы	
R1	С2-33-2-15 кОм ± 5 % А-В-В
R2	С2-33-0,125-300 Ом ± 5% А-В-В

Рис. 4.17. Многоканальный выпрямитель МВ2

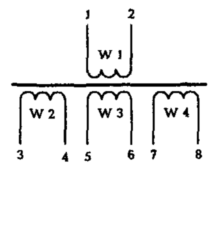


Рис. 4.18. Электрическая схема трансформатора выпрямителя МВ2

Схемное обозначение	Тип компонента
R3, R4	С2-33-0,125-2,4 кОм ± 5% А-В-В
R5	С2-33-0,125-1 кОм ± 5% А-В-В
R6	С2-33-0,125-100 Ом ± 5% А-В-В
R7	СП5-16ВА-0,25-1 кОм ± 10%
R8	С2-33-1-20 кОм ± 5% А-В-В
R9	С5-16МВ-1-1 Ом ± 5%
R10	С2-29В-1-3,92 кОм ± 0,5% -1,0-А
R11	С2-29В-1-4,7 кОм ± 0,5% -1,0-А
R12	СП5-16ВА-0,25-1 кОм ± 10%
R13	С2-29В-0,5-1,2 кОм ± 0,5 %- 1,0-А
R14	С2-29В-0,125-20 кОм ± 0,5% -1,0-А
R15	С2-29В-0,125-20 кОм ± 0,5% -1,0-А
R16	С2-29В-1-3,92 кОм ± 0,5% -1,0-А
R17	С2-29В-1-2,21 кОм ± 0,5% -1,0-А
TV1	Трансформатор
Диоды	
VD1, VD2, VD5...VD8, VD11, VD12	2Д213А
VD3, VD4, VD9, VD10	2Д212А
VD13, VD14	2Д522Б
VD15...VD17	Стабилитрон Д818И
Транзисторы	
VT1	2Т505А
VT2, VT3	2Т504А
VT4	2Т845А
VT5	2Т630А

Таблица 4.7. Обмоточные данные трансформатора выпрямителя МВ2

Номер обмотки	Марка провода, диаметр по меди	Число витков	Напряжение, В	Рабочий ток, А
W1	ПЭТВ-2-0,75	57	135	1,0
W2	ПЭТВ-2-0,63	46	109	1,0
W3	ПЭТВ-2-0,125	29	68,5	0,05
W4	ПЭТВ-2,0,63	13	30,5	1,2

Схема стабилизатора напряжения +90 В выполнена на базе операционного усилителя 544УД2. Выходное напряжение +27 В низковольтного источника электропитания подается на вход высоковольтного источника. Частота преобразования низковольтного источника определяется синхроимпульсами, поступающими от устройства строчной синхронизации видеомонитора. Синхронизация источника необходима для исключения визуального просмотра помех на экране видеомонитора.

Электрические схемы и описания работы сетевого выпрямителя СВ и дополнительного источника электропитания ДИЭП приведены в главе 3. Конденсатор С1 в схеме источника на рис. 4.11 служит для улучшения фильтрации выходного напряжения сетевого выпрямителя при работе от сети с частотой переменного тока 50 Гц. В рассматриваемой схеме рекомендуется конденсатор типа К50-32-350 В-470 мкФ.

В состав высоковольтного источника электропитания (рис. 4.19) цветного видеомонитора входят преобразователь напряжения А1 и высоковольтный умножитель напряжения А2. Электрическая схема преобразователя напряжения показана на рис. 4.20, перечень компонентов — в табл. 4.8. Преобразователь выполнен на базе двухтактного инвертора со средней точкой трансформатора. В состав инвертора входят транзисторы VT4...VT7, обратные диоды VD13, VD14 и повышающий трансформатор TV1.

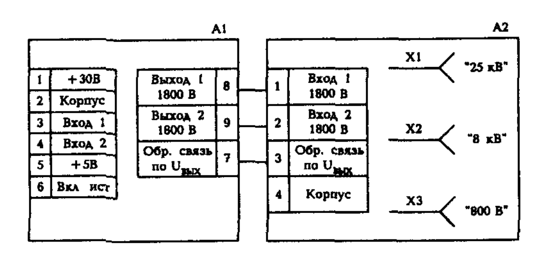


Рис. 4.19. Высоковольтный источник электропитания

Таблица 4.8. Компоненты преобразователя напряжения

Схемное обозначение	Тип компонента
Конденсаторы	
C1, C8	К53-18-40 В-22 мкФ
C2, C3, C6, C7, C9	К10-17б-Н90-0,68 мкФ
C4	К10-17б-М47-1200 пФ
C5	К10-17б-Н90-0,068 мкФ
C10, C12	К10-47а-50 В-1,5 мкФ
C11	К53-18-6,3 В-47 мкФ
C13	К10-17-2б-М47-8200 пФ
Резисторы	
R1	С2-33Н-0,5-100 Ом
R2	С2-33Н-0-25-820 Ом
R3, R4	С2-33Н-0,125-3,0 кОм
R5	С2-33Н-0-25-150 Ом
R6	С2-33Н-0,125-10 кОм

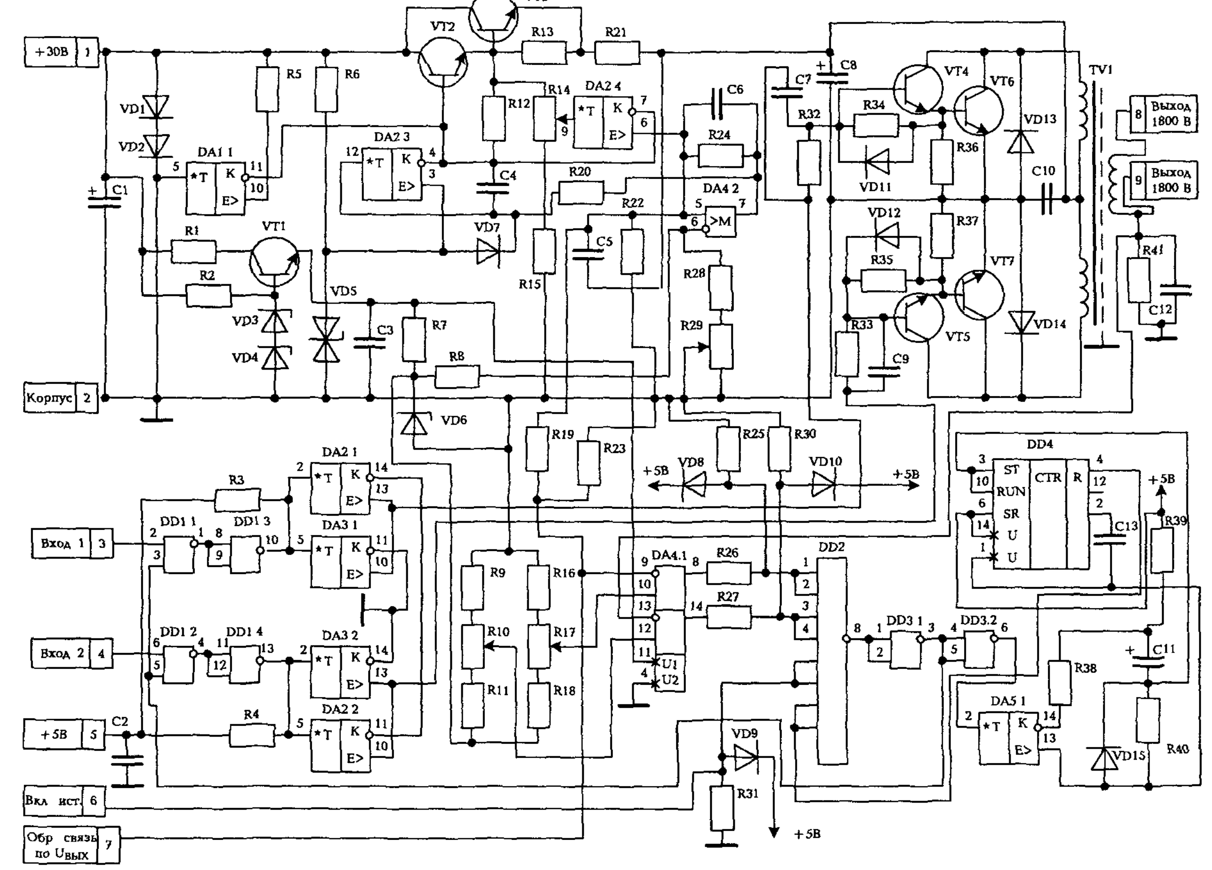


Рис. 4.20. Преобразователь напряжения

Схемное обозначение	Тип компонента
R7, R12, R25, R30, R31, R34, R35, R38, R39	С2-33Н-0,25-1 кОм
R8	С2-29В-0,125-1,62 кОм
R9	С2-29В-0,125-3,32 кОм
R10	СП5-2В-1 Вт-3,3 кОм
R11	С2-29В-0,125-3,32 кОм
R13, R36, R37	С2-33Н-0,25-100 Ом
R19	С2-29В-0,125-1,62 кОм
R14	СП5-2В-1 Вт-6,8 кОм
R15	С2-33Н-0,125-36 кОм
R16, R18	С2-29-0,125-3,32 кОм
R17, R29	СП5-2В-1 Вт-3,3 кОм
R20	С2-29В-0,125-2 кОм
R21	С5-16МВ-2-0,39 Ом
R22	С2-29В-0,123-56,2 кОм
R23	С2-29В-0,25-200 кОм (110 кОм, 470 кОм)
R24	С2-29В-0,125-240 кОм
R26, R27	С2-33Н-0,125-3,3 кОм
R28	С2-29В-0,125-3,24 кОм
R32, R33	С2-33Н-0,125-680 Ом
R40	С2-33Н-0,125-150 кОм
R41	С2-29В-0,5-100 кОм (51 кОм, 150 кОм)
Диоды	
VD1, VD2, VD7...VD12, VD15	2Д522Б
VD3, VD4, VD6	Д818И
VD5	2С170А
VD13, VD14	2Д212А
Транзисторы	
VT1, VT2, VT4, VT5	2Т831Г
VT3, VT6, VT7	2Т819А
Микросхемы	
DA1, DA3	2ТС622А
DA2, DA5	1НТ251
DA4	1401УД2
DD1	533ЛЕ1
DD2	533ЛА2
DD3	1533ЛА3
DD4	М1006ВИ1
TV1	Трансформатор

Управление силовыми транзисторами преобразователя осуществляется сигналами от схемы управления низковольтного источника электропитания (рис. 4.12). Сигналы подаются на входные выводы “Вход 1” и “Вход 2”, с которых поступают на микросхемы согласо-

вания и усиления DD1, DA2, DA3. Сигналы управления имеют фиксированную частоту и длительность с заданной паузой для исключения сквозного тока в транзисторах.

Стабилизация и регулирование выходного напряжения 25 кВ осуществляется изменением уровня постоянного напряжения на входе двухтактного преобразователя. Изменение уровня напряжения обеспечивается при помощи стабилизатора напряжения непрерывного действия, включающего транзисторы VT2, VT3 и микросхемы DA1, DA2, DA4.

Электрическая схема высоковольтного умножителя напряжения приведена на рис. 4.21, перечень компонентов — в табл. 4.9. Обратная связь с резистивного делителя высоковольтного умножителя подается на вход 5 операционного усилителя DA4.2. Опорное напряжение подается на вход 6 этого же усилителя. Стабилизация выходного напряжения 25 кВ осуществляется с точностью ± 2% при изменении тока нагрузки и входного напряжения. Стабилизатор осуществляет защиту от токов перегрузки в выходных цепях при пусковых режимах.

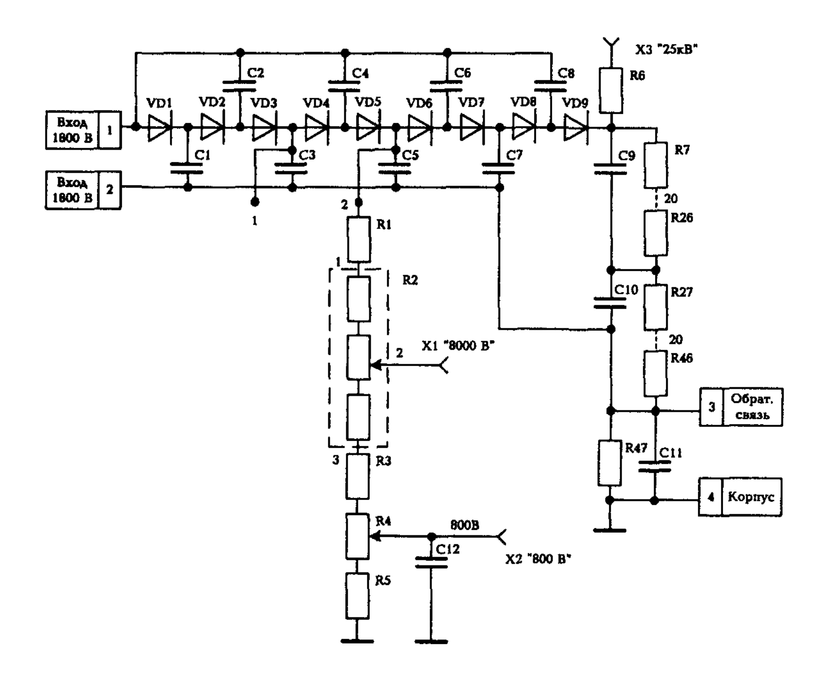


Рис. 4.21. Высоковольтный умножитель напряжения

Таблица 4.9. Компоненты высоковольтного умножителя напряжения

Схемное обозначение	Тип компонента
Конденсаторы	
C1	К73-14-10 кВ-0,015 мкФ
C2	К73-14-10 кВ-6800 пФ
C3	К73-14-10 кВ-3300 пФ
C4	К73-14-16 кВ-2200 пФ
C5, C9, C10	К73-14-16 кВ-1500 пФ
C6	К73-14-25 кВ-1000 пФ
C7, C8	К73-14-25 кВ-680 пФ
C11	К10-47а-50 В-0,68 мкФ
C12	К73-16-1000 В-0,022 мкФ
Резисторы	
R1, R5, R7...R46	С2-29В-0,5 Вт-5,11 МОм
R2	НР1-96-68 МОм ± 10%
R3	С2-29В-0,5 Вт-1 МОм
R4	НР1-65а-4,7 МОм ± 10%
R6	С2-29В-0,5 Вт-392 МОм
R47	С2-29В-0,5 Вт-392 кОм
VD1...VD9	Столб 2Ц106Г

Регулировка выходного напряжения 25 кВ осуществляется за счет изменения опорного напряжения на входе 6 операционного усилителя DA4.2 при помощи резистора R29. Регулировка порога срабатывания защиты от превышения напряжения осуществляется резистором R17. Защита осуществляется при помощи операционного усилителя DA4.1, выход которого через схему совпадения DD2 подключен ко входам 3 и 5 микросхем DD1.1 и DD1.2. с целью запрещения импульсов управления. Аналогично осуществляется защита от превышения тока нагрузки свыше 500 мкА в цепи 25 кВ. Регулировка порога срабатывания защиты от превышения тока нагрузки осуществляется при помощи резистора R10.

При срабатывании какой-либо защиты на входы 3 и 10 микросхемы DD4 подается сигнал 0. На базе микросхемы DD4 собрана схема задержки на время 30 с при включении источника. Схема задержки необходима для включения высоких напряжений только после включения низких напряжений видеомонитора и напряжения накала электронно-лучевой трубки.

Вспомогательное напряжение +5 В поступает от низковольтного источника электропитания. С этого же источника поступает напряжение 2 кВ, которое повышается умножителем до уровня 25 кВ.

С резистивного делителя R1...R5 снимаются напряжения 8000 и 800 В. Обратная связь берется с резистивного делителя R7...R47, который служит также дополнительной нагрузкой источника и разрядной цепью при его выключении.

4.3.2. Одноканальный источник электропитания монохромного индикатора

В приведенной на рис. 4.22 схеме одноканального высоковольтного источника электропитания выходное напряжение 7500 В получается путем преобразования входного напряжения 20 В постоянного тока. Частота преобразования составляет примерно 20 кГц. Силовая часть инвертора содержит транзисторы VT4, VT5, дроссель L1 в цепи постоянного тока, трансформатор TV1 и умножитель напряжения, состоящий из конденсаторов C8...C15 и диодов VD4...VD11.

Повышающий трансформатор имеет коэффициент трансформации $K_т$ и выполнен на ферритовом сердечнике К20×12×6 марки М2000НМ1. Умножитель напряжения имеет коэффициент умножения n = 8. Стабилизация выходного напряжения и его регулирование осуществляются за счет изменения длительности нахождения обоих транзисторов VT4 и VT5 в открытом состоянии одновременно. Регулирование времени открытого состояния транзисторов в течение полупериода выходной частоты осуществляется при помощи схемы управления, содержащей микросхемы DA1...DA3 и DD1...DD3. Когда оба транзистора VT4 и VT5 открыты, то первичная обмотка трансформатора TV1 оказывается закороченной. При этом все напряжение входной цепи прикладывается к дросселю L1, в котором накапливается энергия. Когда один из транзисторов закрывается, через оставшийся открытым другой транзистор энергия дросселя передается в цепь первичной обмотки трансформатора.

Нагрузка трансформатора TV1 имеет емкостный характер. Емкость нагрузки и трансформатора, приведенная к его первичной обмотке, и индуктивность дросселя L1 создают последовательный LC-контур, что способствует повышению передаваемого в нагрузку напряжения.

Таким образом, чем большее время транзисторы VT4, VT5 находятся в открытом состоянии, тем больше энергии накапливается в дросселе и более высокое напряжение прикладывается к первичной обмотке трансформатора. Обратная связь по напряжению подается на усилитель рассогласования DA1 с выходного резистивного делителя (резисторы R16...R28). С выхода усилителя рассогласования

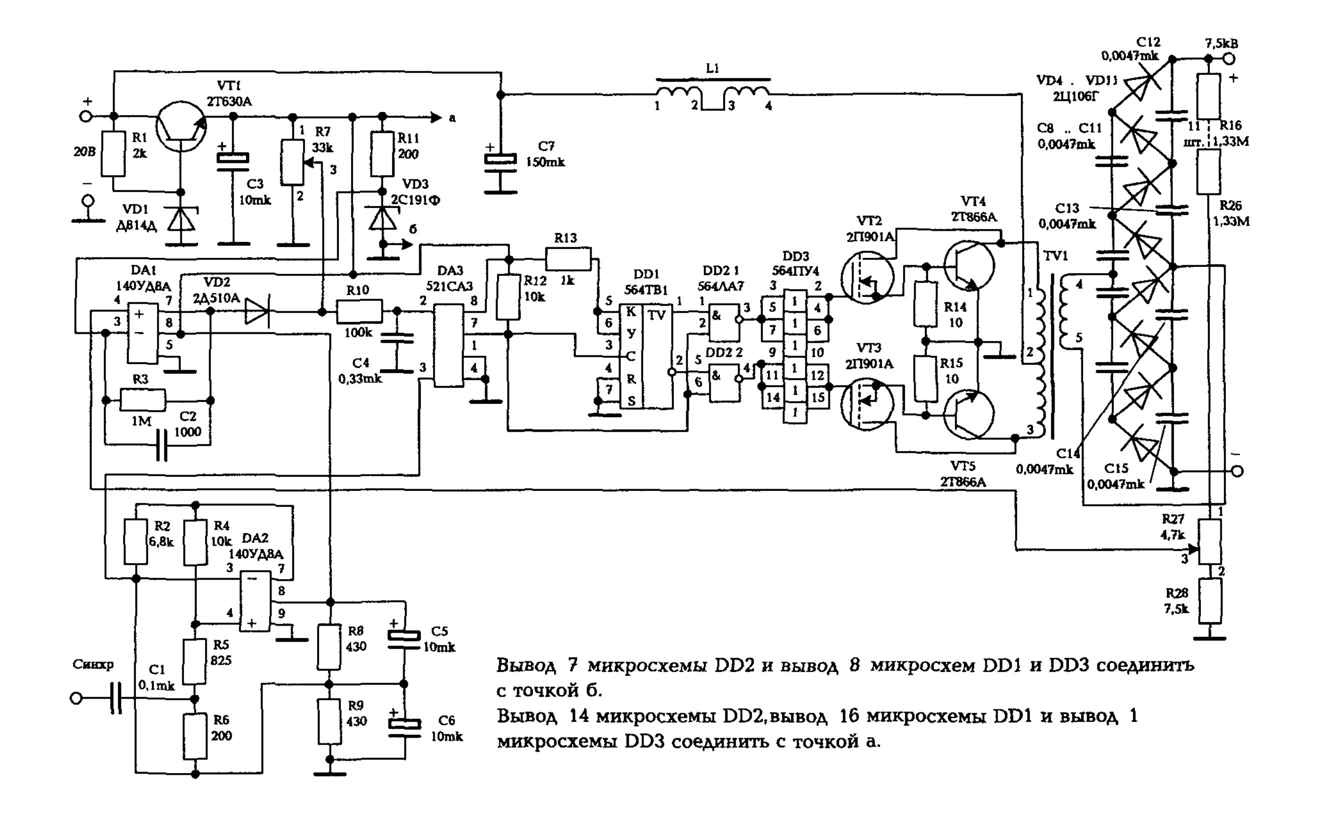


Рис. 4.22. Электрическая схема одноканального источника электропитания

напряжение поступает на один из входов компаратора DA3. На второй вход этого компаратора подается пилообразное напряжение от микросхемы DA2.

Перечень компонентов схемы источника электропитания приведен в табл. 4.10. Первичная обмотка трансформатора выполняется проводом ПЭТВ-0,5 (19 витков двумя проводами одновременно). Вторичная обмотка выполняется проводом ПЭТВ-0,1 (610 витков, 122 витка в слое, 5 слоев).

Таблица 4.10. Компоненты схемы источника электропитания с выходным напряжением 7,5 кВ

Схемное обозначение	Тип компонента
Конденсаторы	
C1	К10-17-1а-Н90-0,1 мкФ ± 5%
C2	К10-17-1а-М1500-1000 пФ ± 5%
C3	К52-15-16 В-10 мкФ ± 20% -В
C4	К10-17-1а-Н90-0,33 мкФ ± 5%
C5, C6	К52-15-16 В-10 мкФ ± 20% -В
C7	К52-15-50 В-150 мкФ ± 20% -В
C8...C15	К73-16-1600 В-0,047 мкФ ± 10%
Микросхемы	
DA1, DA2	140УД8А
DA3	521СА3
DD1	564ТВ1
DD2	564ЛА7
DD3	564ПУ4
L1	Дроссель Д13-19
Резисторы	
R1	С2-23-0,25-2 кОм ± 5% А-В-В
R2	С2-23-0,125-6,8 кОм ± 5% А-В-В
R3	С2-23-0,125-1 МОм ± 5% А-В-В
R4	С2-23-0,125-10 кОм ± 5% А-В-В
R5	С2-29В-0,125-825 Ом ± 1% -1,0-В
R6	С2-29В-0,125-200 Ом ± 1% -1,0
R7	СП5-3В-1 Вт-33 кОм ± 5%
R8, R9	С2-23-0,25-430 Ом ± 5% А-В-В
R10	С2-23-0,125-100 кОм ± 5% А-В-В
R11	С2-23-0,125-200 Ом ± 5% А-В-В
R12	С2-23-0,125-10 кОм ± 5 ± А-В-В
R13	С2-23-0,125-1 кОм ± 5% А-В-В
R14, R15	С2-23-0,5-10 Ом ± 5% А-В-В
R16...R26	С2-29В-1-1,33 МОм ± 1% -1,0-В
R27	СП5-3В-1 Вт-4,7 кОм ± 5%
R28	С2-29В-0,5-7,5 кОм ± 1% -1,0-В

Схемное обозначение	Тип компонента
TV1	Трансформатор
VD1	Стабилитрон Д814Д
VD2	Диод 2Д510А
VD3	Стабилитрон 2С191Ф
VD4...VD11	Столб 2Ц106Г
Транзисторы	
VT1	2Т630А
VT2, VT3	2П901А
VT4, VT5	2Т866А

4.4. Источники электропитания высокого напряжения передающих устройств

Допустимые нестабильность и пульсация выходного напряжения высоковольтных источников электропитания передающих устройств определяются требованиями со стороны выходного СВЧ-прибора, а именно допустимой нестабильностью частоты генерируемых импульсов и допустимым уровнем шумов на частотах, отстоящих от основной частоты на единицы—сотни килогерц. Обычно требуется длительная нестабильность частоты $\Delta f / f = 10^{-4}...10^{-5}$ в течение срока службы СВЧ-прибора.

В установившемся режиме работы конкретного выходного прибора длительная нестабильность частоты $\Delta f / f$ и нестабильность $\Delta U_а / U_а$ анодного напряжения $U_а$ связаны зависимостью:

$$\Delta f / f = 3 \cdot 10^{-3} \Delta U_а / U_а. \quad (4.4)$$

Если $\Delta f / f = 10^{-5}$, то из формулы (4.4) следует $\Delta U_а / U_а = 10^{-2}$, т. е. нестабильность анодного напряжения не должна превышать 1%.

Возникновение шумов в выходном приборе связано с модуляцией высокочастотных выходных сигналов из-за низкочастотных флуктуаций в электронном пучке. Одной из причин этих флуктуаций являются пульсации анодного напряжения, которые приводят к модуляции амплитуды (амплитудные шумы) и фазы (фазовые шумы) выходных сигналов передающего устройства. По заданному спектральному распределению пульсаций анодного напряжения можно определить амплитудные $\gamma_а$ и фазовые $\gamma_ф$ шумы выходного прибора из зависимостей:

$$\gamma_а = 10\lg\left(\frac{1}{2}\right)S, \qquad (4.5)$$

$$\gamma_ф = 10\lg\left(\frac{\varphi}{2}\right)^2 S, \qquad (4.6)$$

где S — относительная спектральная плотность флуктуаций анодного напряжения в полосе Δf;
φ — угол пролета электронов.

Поскольку в выходных приборах средней мощности $\varphi \approx (10...20)\pi$, то из формул (4.5) и (4.6) следует, что уровень допустимых флуктуаций напряжений источника электропитания определяется, в основном, фазовыми шумами. Например, для ограничения в приборах средней мощности допустимого уровня шумов (130...140) дБ/Гц гармонические составляющие ускоряющего напряжения в диапазоне доплеровских частот в заданной полосе не должны превышать $10^{-7}U_а$. При умеренных требованиях к уровню шумов гармонические составляющие ускоряющего напряжения могут достигать значения $10^{-4}...10^{-3}$ от $U_а$.

Выполнение требований по уровню гармонических составляющих может быть обеспечено различными схемотехническими решениями источников электропитания, анализ которых приведен ниже.

4.4.1. Источники электропитания с непрерывными стабилизаторами напряжения

При построении источников электропитания высокого напряжения по схеме с трансформаторным входом и последующим выпрямлением и фильтрацией напряжения пассивным LC-фильтром спектр выходного сигнала СВЧ-прибора определяется низкочастотными составляющими выходного напряжения источника. При синусоидальной форме сетевого напряжения амплитуда k-й составляющей $U_к$ спектра пульсаций на выходе выпрямителя представляется зависимостью:

$$U_к = \frac{2m\cos k\pi \cdot \cos(\pi/m)}{1 - m^2k^2} U_ф,$$

где m — число фаз выпрямленного напряжения;
$U_ф$ — амплитуда фазного напряжения.

В радиоэлектронных средствах повышенной мощности обычно применяется система электроснабжения трехфазного тока. В этом случае для схемы выпрямления Ларионова (m = 6) амплитуда U_1 первой гармоники составляет 5,4% от U_a. Фильтрация низкочастотных составляющих подобного уровня при большой мощности высоковольтного источника и жестких условиях эксплуатации приводит к завышению массы и объема передающего устройства. Так, при входном напряжении 220 В трехфазного тока частоты 400 Гц, выходной мощности нестабилизирующего источника электропитания 115 кВт, выходном напряжении 30 кВ и допустимом уровне гармоник выходного напряжения не более $10^{-6}U_a$ масса пассивного фильтра составляет 65% от общей массы, а объем — 45% от общего объема источника электропитания. При частоте входного тока 50 Гц масса и объем фильтра возрастут.

Для достижения низкого уровня гармоник выходного напряжения при ограниченных массе и объеме высоковольтные источники электропитания выполняются стабилизирующими. Стабилизаторы напряжения в данном случае используются в качестве активных фильтров. Регулирующий элемент стабилизатора напряжения включается на стороне высокого напряжения или на стороне системы электроснабжения.

Мощные источники электропитания со стабилизацией на стороне системы электроснабжения (первичной обмотки входного высоковольтного трансформатора) обладают более высоким КПД и удельными энергетическими характеристиками по массе и объему по сравнению со схемами стабилизации на стороне высокого напряжения, но имеют худшие динамические свойства и недопустимо высокий уровень пульсаций выходного напряжения. Последний недостаток обусловлен необходимостью применения тиристоров в качестве исполнительных компонентов. Помехи, создаваемые этими тиристорами, передаются через трансформатор во вторичную цепь и требуют применения громоздких фильтров.

Для выполнения жестких требований к качеству выходного напряжения мощного высоковольтного источника электропитания целесообразно применение стабилизатора непрерывного действия на стороне высокого напряжения. В качестве регулирующего компонента такого стабилизатора могут быть использованы электровакуумные приборы или транзисторы. В последнем случае применяется последовательное соединение двух и более транзисторов, количество которых определяется допустимым напряжением эмиттер-коллектор.

На рис. 4.23 показана схема транзисторного регулирующего устройства с последовательным соединением нескольких транзисторов и с делителем напряжения, включенным между входом и выходом.

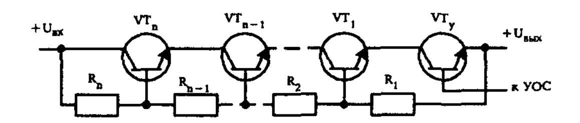


Рис. 4.23. Последовательное соединение регулирующих транзисторов с резистивным делителем напряжения, включенным между входом и выходом

На вход управляющего транзистора $VT_У$ поступает сигнал управления от узла обратной связи УОС, на остальные транзисторы $VT1...VT_n$ поступает сигнал с резистивного делителя напряжения $R_1...R_n$. Резисторы выбираются из условия, чтобы проходящий через них ток превышал ток базы любого из последовательно включенных составных транзисторов более чем в 5 раз. При соответствующем выборе резисторов добиваются равномерного распределения напряжения между последовательно включенными транзисторами. Данная схема позволяет уменьшить напряжения и рассеиваемую мощность на каждом транзисторе, однако она не позволяет построить стабилизатор напряжения с широкими пределами регулирования выходного напряжения, так как пределы регулирования ограничены допустимым напряжением одного транзистора.

На рис. 4.24 и 4.25 показаны регулирующие устройства с последовательным соединением транзисторов и делителем напряжения, включенным параллельно входным выводам, позволяющие разрабатывать стабилизирующие высоковольтные источники с широким диапазоном регулирования выходного напряжения. На рис. 4.24 приведена схема с включением силового перехода управляющего транзистора $VT_У$ последовательно с управляемыми транзисторами $VT_1...VT_n$ и резистивным делителем напряжения, а на рис. 4.25 — схема с включением силового перехода управляющего транзистора $VT_У$ в цепь делителя напряжения, выполненного на стабилитронах $VD_2...VD_n$.

Выпускаемые в настоящее время высоковольтные транзисторы имеют максимальное допустимое напряжение эмиттер-коллектор порядка 1500 В. С учетом условий эксплуатации (температуры, атмосферного давления и т.д.) допустимое рабочее напряжение ус-

танавливается значительно меньшим, поэтому регулирующее устройство с большим количеством последовательно соединенных транзисторов может оказаться нерациональным. В этом случае используется схемотехническое решение на базе электровакуумных приборов.

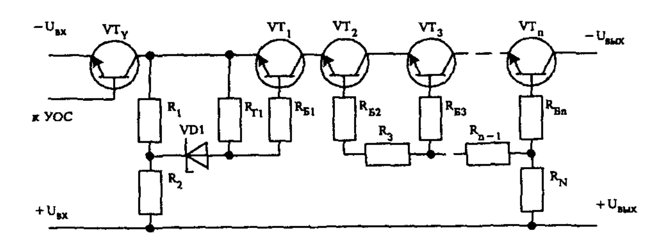


Рис. 4.24. Последовательное соединение регулирующих транзисторов с резистивным делителем напряжения, включенным параллельно входным выводам

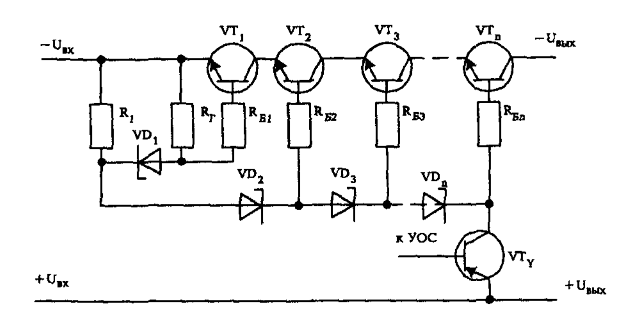


Рис. 4.25. Последовательное соединение регулирующих транзисторов с делителем напряжения на стабилитронах

Низкий уровень гармонических составляющих напряжения обеспечивается включением на выходе стабилизатора сглаживающего фильтра, основным компонентом которого является конденсатор. Требования к частотным свойствам последнего определяются частотой пульсаций выпрямленного напряжения на выходе стабилизатора. Допустимое рабочее напряжение конденсаторов обеспечивается их конструкцией и материалами, поэтому высоковольтные конденсаторы имеют сравнительно большие размеры и, следовательно, паразитные параметры, ухудшающие их частотные свойства.

На рис. 4.26 приведена типовая зависимость допустимой для конденсатора амплитуды напряжения $U_{доп}$ от частоты при определенной температуре. Граничная частота определяется допустимым

снижением емкости $C_{доп}$. На рис. 4.26 показаны области режимов работы конденсатора: 1 — рабочая; 2 — теплового пробоя; 3 — повышенной вероятности электрического пробоя; 4 — электрического пробоя; 5 — пониженных значений емкости $C_{доп}$; 6 — индуктивного характера сопротивления конденсатора. В схемах с трансформаторным входом и частотой тока сети 400 Гц на выходе стабилизатора непрерывного действия могут быть применены конденсаторы высокого напряжения сравнительно низкой частоты без снижения значения $U_{доп}$, что является достоинством рассматриваемой структурной схемы источника электропитания.

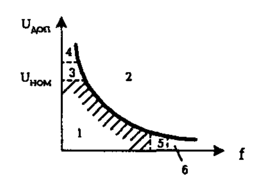


Рис. 4.26. Зависимость допустимой амплитуды напряжения на конденсаторе от частоты

Ниже рассмотрены в качестве примеров особенности схемного и конструктивного исполнений мощных высоковольтных источников электропитания передатчиков, содержащих стабилизатор напряжения непрерывного действия на стороне высокого напряжения. К выходному напряжению $U_{вых}$ источника предъявляются следующие требования:

- нестабильность не более ±2% при изменении входного напряжения на ±5% и изменения выходного тока от номинального до нуля;
- уровень гармонических составляющих не выше 10^{-6} $U_{вых}$ в заданной полосе частот.

К особенностям мощных высоковольтных источников электропитания передающих устройств следует отнести необходимость устройства нагрузки, в котором обеспечивается отвод большой мощности тепловыделения. В подвижных электронных средствах на самоходных шасси или прицепах эта мощность может достигать 100 кВт. Нагрузка на подобную мощность, выполненная в виде набора резисторов, имеет большие массу и объем и требует значительных затрат электроэнергии для системы охлаждения. Поэтому при выходной мощности высоковольтного источника порядка десятков киловатт целесообразно использовать устройство, в котором

электросопротивление создается при помощи проточной воды. В этом случае вода обеспечивает также охлаждение устройства.

Водяная нагрузка (рис. 4.27) размещается в корпусе 1, к которому крепится изолирующее основание 2 при помощи изоляторов 3. На основании 2 закреплены две изолирующие трубки 4, выполненные из рукава Рора-20 ТУ 38-405279-76 и прижимаемые плитой 5 к основанию при помощи штурвала 6. Рукава Рора соединены U-образной латунной трубкой 7, на которой имеется контактная площадка 8 для электрического соединения с высоковольтным выводом 9 через амперметр 10.

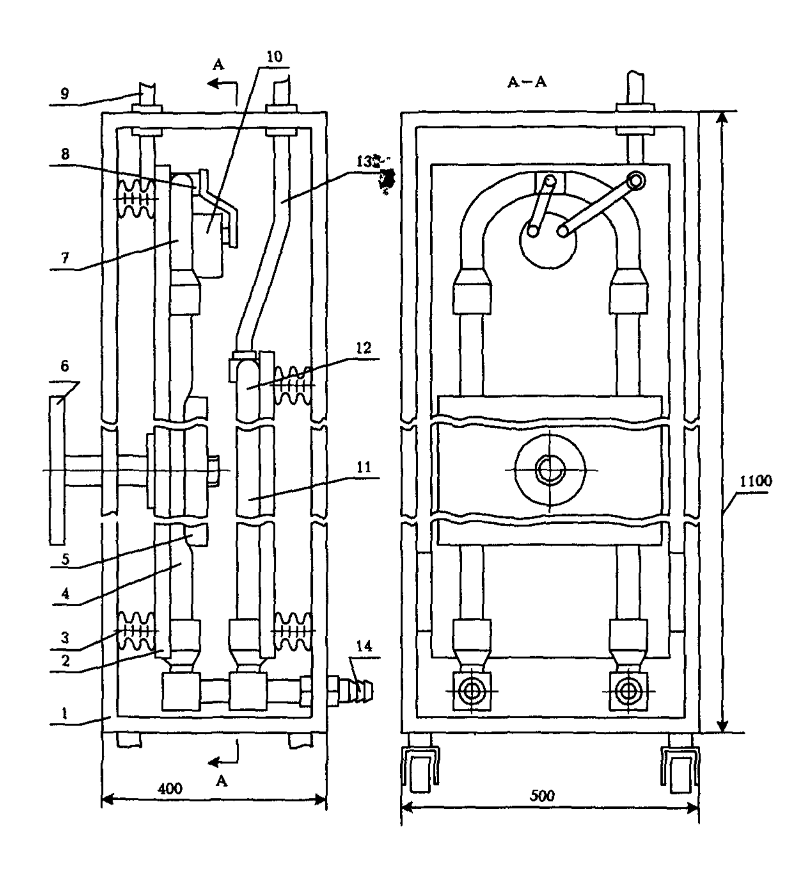


Рис. 4.27. Водяная нагрузка мощного высоковольтного источника электропитания

Дополнительные рукава Рора 11 соединены U-образной латунной трубкой 12, которая имеет электрический контакт с высоковольтным выводом 13. В качестве выводов 9 и 13 применен провод ПВМК-6-1,0-5 ТУ 16-505-614-79. Для входа и выхода воды служат штуцеры 14 из латуни ЛС-59-1 ГОСТ 2063—73 (покрытие Н6). Таким образом, электрическое сопротивление водяной нагрузки определяется двумя параллельными каналами, образованными основными 4 и дополнительными 11 рукавами Рора. Одна пара рукавов (поз. 4) может сжиматься при помощи штурвала 6, благодаря чему осуществляется регулировка сопротивления водяного столба, заключенного в этих рукавах. Проточная вода для нагрузки используется из водопроводной системы.

4.4.2. Унифицированный ряд мощных высоковольтных трансформаторно-выпрямительных модулей

Высоковольтные трансформаторно-выпрямительные модули (ВТВМ) рассчитаны на входное напряжение 220 В трехфазного тока частоты 400 Гц. Выходные напряжения постоянного тока определены схемами и мощными выходными приборами передатчиков.

Вторичные обмотки трансформаторов разделены на несколько ступеней, что позволяет снизить рабочее напряжение на каждой ступени до значения, не превышающего 10 кВ. Благодаря такому исполнению появилась возможность использования малогабаритных высоковольтных соединителей, с помощью которых осуществляется коммутация выпрямительных узлов с обмотками и между собой.

Модули, построенные с учетом перечисленных рекомендаций, имеют высокие удельные показатели по объему. Так при выходном напряжении 10 кВ и токе 0,35 А получен удельный показатель 302 Вт/дм^3, а при выходных напряжениях 31 кВ и токе 2 А удельный показатель составляет 614 Вт/дм^3.

Разделение вторичной обмотки на самостоятельные секции с заменой заливки на опрессовку их изолирующим материалом позволяет улучшить условия охлаждения обмоток и повысить технологичность их изготовления. При этом каждая секция представляет собой конструктивно законченный функциональный узел. В зависимости от рабочего напряжения обмотки варьируется число секций, входящих в ее состав, благодаря чему достигается высокий коэффициент унификации и повышается ремонтопригодность моточной части ВТВМ.

Основные пути снижения массы и габаритов мощных ВТВМ заключаются в повышении допустимой рабочей температуры обмоток и магнитопровода, применение электротехнической стали со сниженными активными и реактивными потерями в области высоких индукций, оптимизации конструкции. Для изготовления шихтованного магнитопровода целесообразно использование стали марки ТО-ЭТ-3424-3425 и изоляции пластин материалами с допустимой рабочей температурой до 200 °С. В этом случае изоляция обмоток должна выдерживать аналогичную температуру. Конструктивно первичная и вторичная обмотки выполняются в виде отдельных узлов, герметизированных эпоксидным компаундом типа ЭЗК-10 и ЭЗК-26 с электрической прочностью порядка 20 кВ/мм.

Модуль типа ПВ 4,7-8,4 рассчитан на выходную мощность 4,7 кВт и выходное напряжение 8,4 кВ. Электрическая схема приведена на рис. 4.28. Каждая из диодных сборок А1, А2 содержит 48 диодов типа 2Д210Г. В каждом плече мостовой схемы включены последовательно 8 диодов. Первичная обмотка трансформатора соединена треугольником, каждая вторичная обмотка соединена звездой. Диодные сборки включены последовательно, поэтому их напряжения складываются.

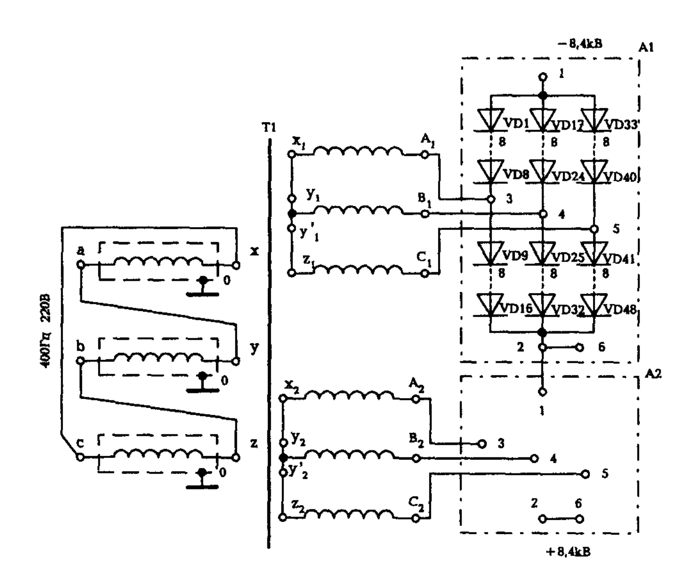


Рис. 4.28. Электрическая схема модуля типа ПВ4,7-8,4

Электрическая схема модуля типа ПВ 6,3-18 приведена на рис. 4.29. Он рассчитан на выходную мощность 6,3 кВт и выходное напряжение 18 кВ, полученное сложением напряжений диодных сборок Е1 и Е2. Каждая диодная сборка содержит 6 выпрямительных мостов типа 2Ц202Е.

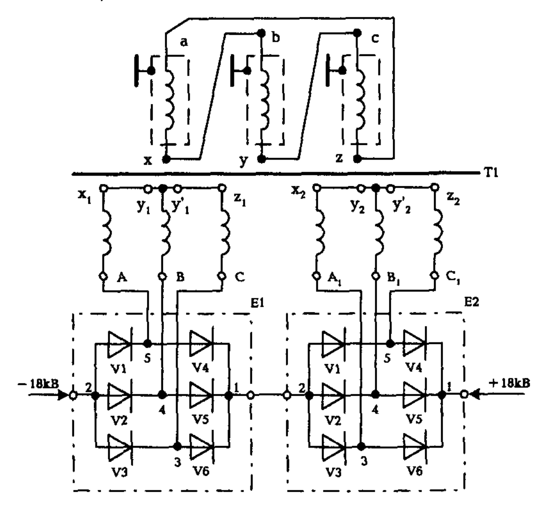


Рис. 4.29. Электрическая схема модуля типа ПВ6,3-18

Электрическая схема модуля ПВ 14-17 приведена на рис. 4.30. Он рассчитан на выходную мощность 14 кВт и выходное напряжение 17 кВ. Выходной выпрямитель состоит из трех диодных сборок Е1...Е3, каждая из которых содержит 48 последовательно включенных диодов типа 2Д210Г. Таким образом, в одном плече мостовой схемы выпрямления установлены 24 диода.

Электрическая схема модуля типа ПВ 35-14 приведена на рис. 4.31. Он рассчитан на выходную мощность 35 кВт и выходное напряжение 14 кВ. Высоковольтная часть ВТВМ содержит четыре вторичных обмотки, соединенных звездой, и четыре мостовых выпрямителя, соединенных последовательно. Для обеспечения номинального выходного тока выпрямителя (I_d = 2,5 А), устойчивости к токовым перегрузкам и требований к обратному напряжению (порядка 4000 В для каждого плеча выпрямителя) используются выпрямительные сборки, каждая из которых содержит 48 диодов типа 2Д210Г. Диоды соединены параллельно-последовательно (в последовательной цепочке содержится 24 диода). Токовые перегрузки высоковольтного выпрямителя возникают в связи с зарядом емкостей

накопителя при включении, а также при пробоях в выходном электровакуумном приборе передатчика.

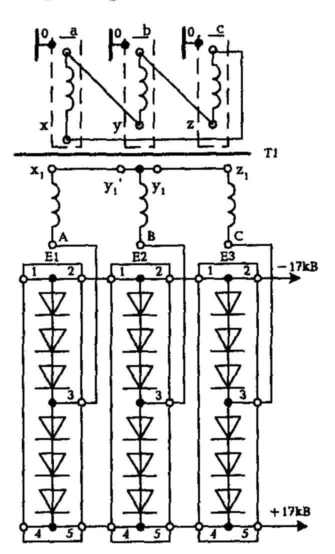


Рис. 4.30. Электрическая схема модуля типа ПВ14-17

Рис. 4.31. Электрическая схема модуля типа ПВ35-14

Электрическая схема модуля типа ПВ 56-28 приведена на рис. 4.32. Модуль рассчитан на выходную мощность 56 кВт и выходное напряжение 28 кВ. Трансформатор содержит 4 вторичных обмотки, каждая из которых соединена звездой. Каждая из диодных сборок А1...А6 содержит 40 последовательно включенных диодов типа 2Д210Г. Диодные сборки образуют две группы (А1...А3 и А4...А6). Выходное напряжение одной группы диодных сборок составляет 14 кВ. Последовательное соединение групп обеспечивает рабочее напряжение 28 кВ.

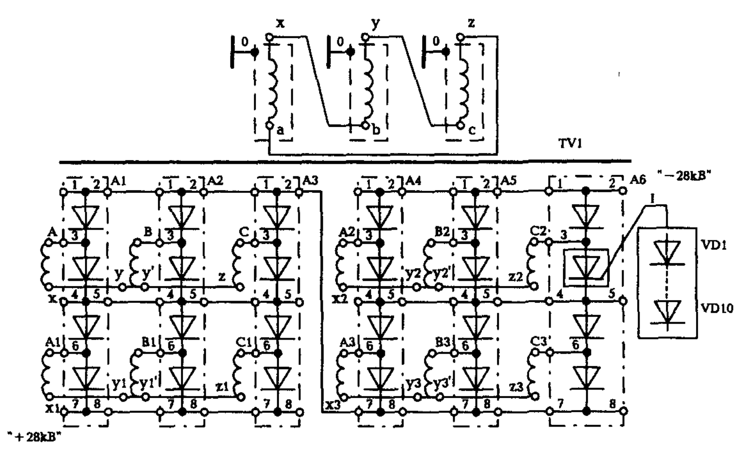


Рис. 4.32. Электрическая схема модуля типа ПВ56-28

4.4.3. Высоковольтный источник электропитания с выходной мощностью 14 кВт

Построение источника электропитания определяется техническими требованиями (в том числе условиями эксплуатации), структурной схемой и видом модуляции передающего устройства. В рассматриваемом примере передатчик строится на базе пролетного клистрона с сеточной кодоимпульсной модуляцией, для которого необходимы два уровня напряжения постоянного тока. Один уровень 12 кВ должен быть стабилизированным и иметь низкие гармонические составляющие, другой уровень должен превышать первый на (1...2) кВ и может быть нестабилизированным. На вход источника подается напряжение 200 В трехфазного тока частоты 400 Гц от системы автономного электроснабжения подвижной РЛС.

Достижение низкого уровня гармоник 10^{-6} $U_{вых}$ возможно при построении источника с трансформаторным входом и стабилизатором напряжения непрерывного действия, выполняющего одновременно функции активного фильтра. Входной трансформатор с выпрямителем образуют трансформаторно-выпрямительный модуль А1 (рис. 4.33).

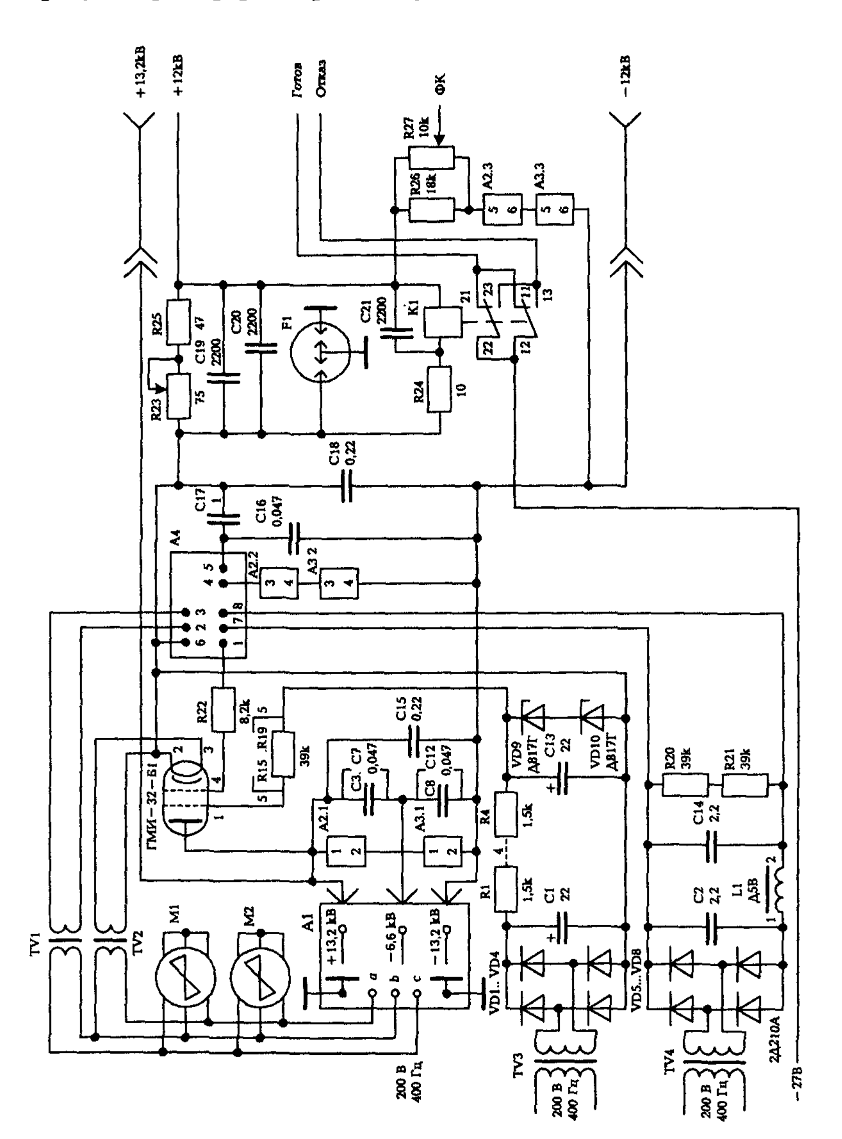


Рис. 4.33. Электрическая схема источника электропитания с выходной мощностью 14 кВт

В качестве регулирующего устройства мощного высоковольтного стабилизатора могут применяться транзисторы или электровакуумные лампы. Анализ регулирующих устройств с учетом уровня выходной мощности, рабочего напряжения, требуемого охлаждения, массы, габаритных размеров и номенклатуры ЗИП передатчика показал целесообразность использования электровакуумной лампы типа ГМИ-32-Б1 ЯЧ3.312.000 ТУ. Управление лампой производится усилителем постоянного тока А4. Защита от превышения выходного тока осуществляется при помощи реле К1 типа РЭС-90 ЯЛ4.550.000-36, порог срабатывания которого устанавливается резистором R23 типа С5-36В-10-75 Ом ±10% ОЖО.467.541 ТУ. Ограничение выходного напряжения производится защитным неуправляемым разрядником F1 типа Р-63 ОДО.339.239 ТУ.

Для обеспечения заданных температурных режимов служат осевые электровентиляторы М1 и М2 типа 2ДВО.07.60-366-4 ОСТ 16.0.539.032-78. Для цепей управления стабилизатора используются вспомогательные напряжения с выходов трансформаторов TV1...TV4. С помощью выпрямителей и фильтров на выходах трансформаторов TV3 и TV4 получается напряжение 380 В постоянного тока 0,05 А. В качестве высоковольтных плечей делителей используются высоковольтные резисторные сборки А2 и А3. Функциональный контроль ФК выходного напряжения — 12 кВ осуществляется по сигналу с переменного резистора R27.

Электрическая схема трансформаторно-выпрямительнoто модуля (ТВМ) приведена на рис. 4.34.

Входное напряжение подается на контакты x, y, z первичных обмоток L1...L3, соединенных треугольником, и на электровентиляторы. Вторичные обмотки соединены треугольником и звездой для повышения в 12 раз частоты пульсаций выходного напряжения по сравнению с частотой тока сети. Общий вид ТВМ показан на рис. 4.35, где 1 — электровентилятор осевой типа 2ДВО; 2 — верхняя панель из сплава АЛ-2 ГОСТ 2685—75 (покрытие: Ан. окс. хром); 3 — ярмо магнитопровода; 4 — катушка со вторичными обмотками; 5 — выпрямитель; 6 — стержень магнитопровода; 7 — катушка с первичной обмоткой; 8 — высоковольтный кабель с локальной изоляцией контактов.

Магнитопровод имеет два ярма (верхнее и нижнее) и три сердечника, расположенных симметрично под углами 120°. Ярмо (рис. 4.36) и сердечник выполняются из ленты 0,15×20-ТО-ЭТ 3425 ГОСТ 21427.4—78, заусенцы на которой не допускаются. Перед сборкой

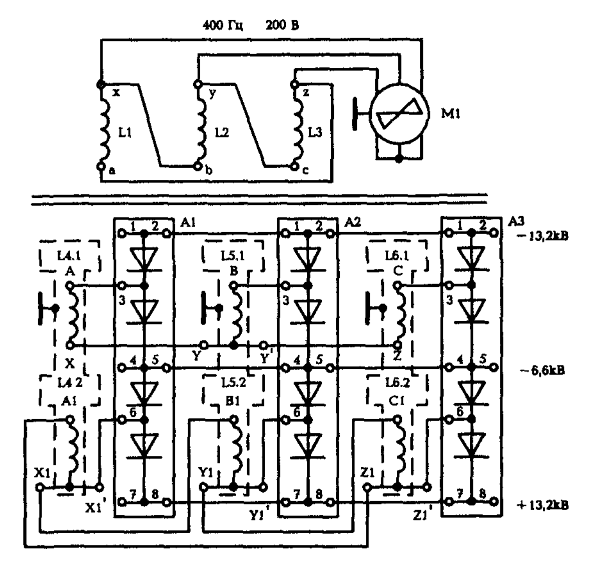


Рис. 4.34. Электрическая схема трансформаторно-выпрямительного модуля

А
Вид со снятыми панелью поз. 2 и ярмом поз. 3

Рис. 4.35. Трансформаторно-выпрямительный модуль 14 кВт; 13,2 кВ

лента подвергается отжигу согласно ГОСТ 21427.4—78. Навивка ярма производится с молотым тальком ГОСТ 21235—75. На торцы ярма наносятся три слоя клея ВК-13М, затем на ярмо наносится эмаль КО-811 красная 02, кроме поверхностей А на рис. 4.36. Состав клея ВК-13М: продукт № 6 (ТУ38-105-548-73) и лак ЛБС-8 (ТУ 6-05-1290-76). Сердечник имеет ступенчатую конфигурацию для лучшего заполнения внутреннего отверстия каркаса катушки. После стяжки пакета вдоль пластин, кроме торцевых поверхностей, наносятся три слоя клея ВК-13М. Сердечник покрывается эмалью КО-811, кроме соприкасающихся с ярмом поверхностей.

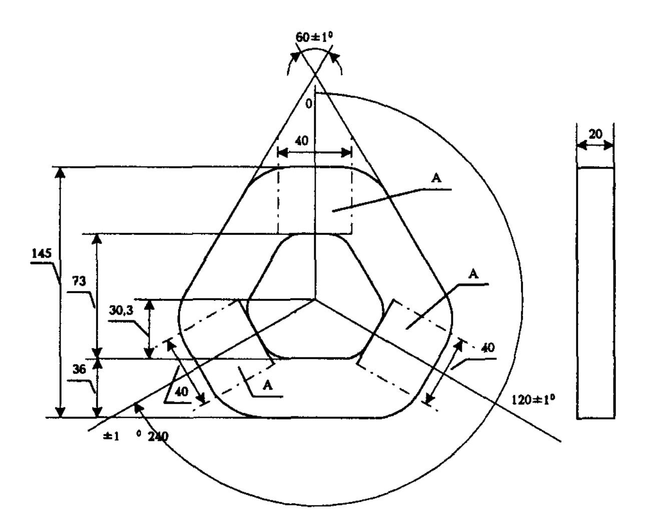


Рис. 4.36. Ярмо магнитопровода

Первичные и вторичные обмотки катушек размещаются на каркасах. На рис. 4.37 показан фрагмент многослойного каркаса для вторичных обмоток. Внутренний слой поз. 5 выполняется из материала ДЭС-0,1×10 ГОСТ 5937—81 (один слой в полнахлеста). При укладке экрана поз. 4 (лента ДПРНТ 0,05×150 М1 ГОСТ 5638—75) короткозамкнутый виток не допустим. Экран изолируется материалом ЛЭС-0,08×10 (поз. 3) двумя слоями в полнахлеста. Укладка материала Ф4ЭО-ЭА 0,1 ТУ 6-05-041-774-82 шириной 86 мм (поз. 2 и 7) чередуется с бумагой марки КМ-60 ТУ 13-04-596-81 шириной 176 мм (поз. 6) до получения заданного промежуточного диаметра каркаса. Верхний слой (поз. 1) выполняется из материала ЛЭС-

0,1×10 в полнахлеста до получения заданного наружного диаметра каркаса. Концы изоляции крепятся клеем К-300-61 ОСТ 4Г 0.029.204.

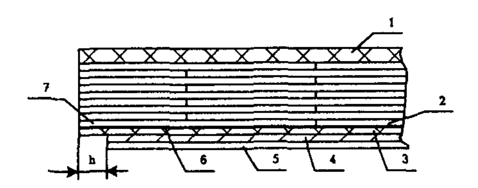


Рис. 4.37. Схема укладки изоляции при изготовлении каркаса катушки

Каркас пропитывается компаундом УП5-111-1 ТУ 6-05-241-265-80. Размер h определяется значением рабочего напряжения. Для рассматриваемого примера он выбран равным 17 ± 0,55 мм. Для осуществления секционной намотки на каркас крепятся шайбы из материала Ф4ЭО-ЭА 01 при помощи клея К-300-61. Каждая вторичная обмотка размещается в четырех секциях. Таким образом, на каркасе вторичных обмоток 8 секций.

Выпрямитель выполнен в виде узла, содержащего 4 диодных столба типа 2Ц203В ТПО.336.024 ТУ. На рис. 4.38, а показана электрическая схема узла, на рис. 4.38, б — сборка диодных столбов, где 1 — контактное устройство; 2 — проволока ММ 0,8 ГОСТ 2112—79; 3 — диодный столб. Сборка диодных столбов заливается компаундом ЭЗК-7 ОСТ 4Г 0.029.206, затем пескоструится корундом кроме выпрямительных столбов и контактных устройств. Острые углы и кромки на компаунде не допустимы, поэтому делаются округления радиусом 2...3 мм. В качестве защитного покрытия применяется эмаль ЭП-773 (кроме выпрямительных столбов и контактных устройств).

Кабель, соединяющий высоковольтные цепи, показан на рис. 4.39. Жила 2 провода 3 марки ПВМК-4-0,5-3,15 ТУ 16-505.614-79 заливается в контактный штырь 1 припоем ПСр-1,5 ГОСТ 19738—74. Перед пайкой производится обжатие хвостовика штыря для механического закрепления провода. Электрическая изоляция контактирующих частей штыря и провода создается при помощи резиновой смеси 4 марки ИРП-1338 ТУ 38.005.1166-73. Для закрепления штыря в гнезде и сжатия резины служит колпачок 5, внутри которого помещена шайба 6. Длина кабеля со штырями на обоих концах определяется по месту в конструкции трансформаторно-вы-

прямительного модуля. Для рассматриваемого модуля кабель имеет 5 модификаций с длиной от 100 до 240 мм.

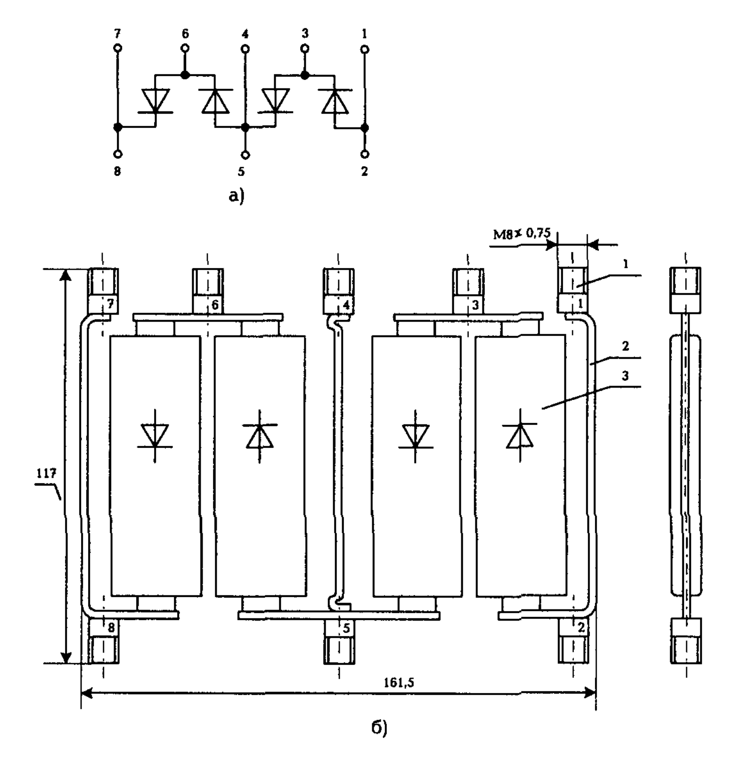


Рис. 4.38. Выпрямитель: а — электрическая схема; б — диодная сборка перед заливкой

Делитель напряжения (рис. 4.40) собран на плате 1 из стеклотекстолита марки СТ-2 ГОСТ 12652—74, на которой крепятся лепестки по ГОСТ 16840—78 для распайки резисторов. Применены два типа резисторов по 44 штуки каждого: С2-23-2-100 кОм ±10%-А-В ОЖО.467.081 ТУ (поз. 2) и С2-29В-1-82,5 кОм ±0,5%-1,0-А ОЖО.467.099 ТУ (поз. 3). Стойки 4 выполнены из изолирующего пресс-материала АГ-4В ГОСТ 20437—75 и крепятся на плате при помощи клея ВК-9 ОСТ 4Г 0.029.204. Выводы 5 выполнены из высоковольтного провода марки ПВМК-4-0,5-3,15. После сборки на делитель наносится адгезионный подслой П11 ОСТ 38.03240-81 и производится заливка компаундом Виксинт ПК-68 ТУ38.103508-81. В качестве наполнителя используется окись цинка (40...60) мас. ч.

После заливки толщина делителя (24 мм) увеличивается до 26 мм. Электрическая прочность изоляции делителя напряжения проверяется напряжением 6 кВ постоянного тока между контактами 1 и 5, при этом контакты 5 и 3 соединяются технологической перемычкой.

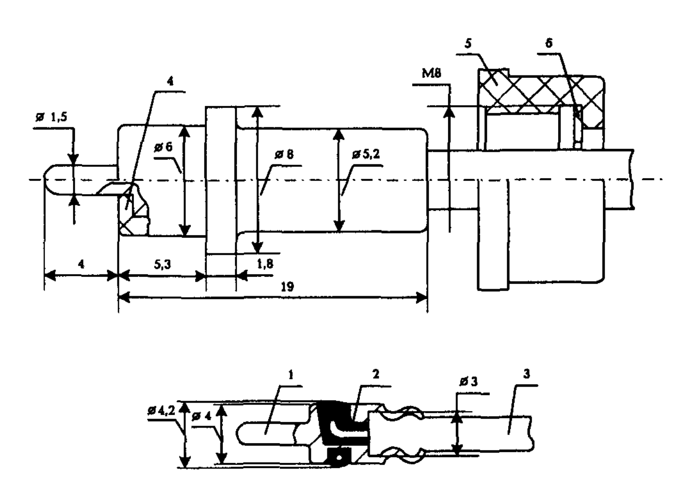


Рис. 4.39. Высоковольтный кабель трансформаторно-выпрямительного модуля: а — общий вид одного из концов; б — заделка провода

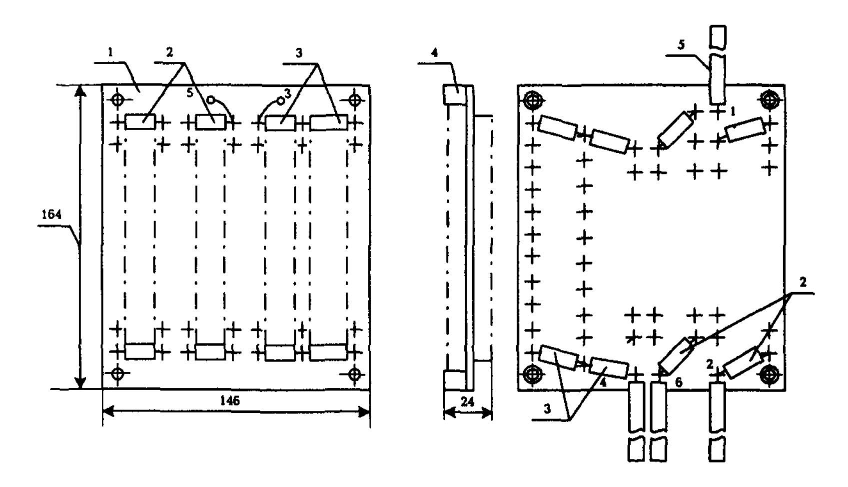


Рис. 4.40. Делитель напряжения

Усилитель постоянного тока, обеспечивающий регулирование и стабилизацию выходного напряжения, определяет также уровень гармонических составляющих. Усилитель может быть выполнен на электровакуумных (рис. 4.41) или полупроводниковых (рис. 4.42) компонентах. В последней схеме использованы следующие полупроводниковые компоненты: DA1, DA2 — интегральные выпрямители 542НД4: DA3, DA4 — операционные усилители 140УД6А; VT1...VT3 — транзисторы 2Т504А; VT4 — транзистор 2Т505А. В результате сравнения указанных устройств получены значения гармонических составляющих выходного напряжения, приведенные на рис. 4.43, где линия 1 соответствует схеме с усилителем по рис. 4.41, а линия 2 — схеме с усилителем по рис. 4.42.

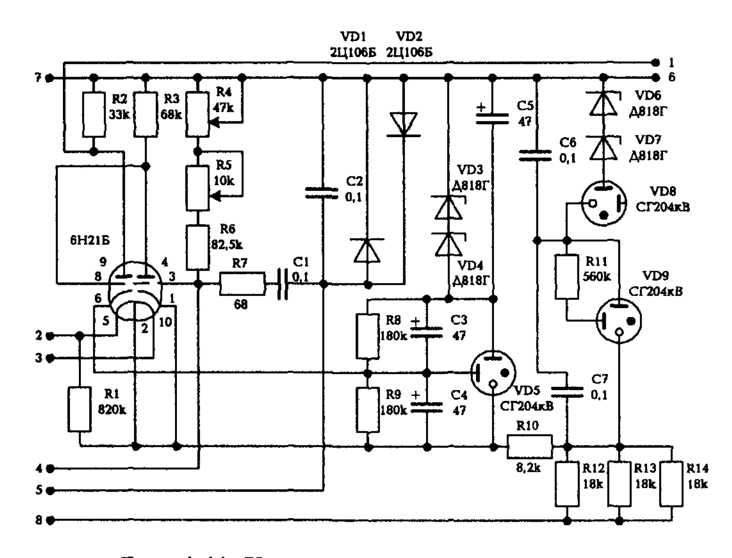


Рис. 4.41. Усилитель постоянного тока на электровакуумных приборах

Применение схемы усилителя с электровакуумными приборами позволяет получить гармонические составляющие не выше 4,6 мВ, что составляет менее 10^{-7} $U_{вых}$. В то же время усилитель на полупроводниковых приборах обеспечивает гармоники порядка 10^{-4} $U_{вых}$. Следует отметить, что в соответствии с ОСТ 11 073.662-76 максимальное допустимое статическое напряжение на полупроводниковых приборах не должно превышать 2000 В. Это ограничение делает неправомерным применение их в высокопотенциальных устройствах. Таким образом, при жестких требованиях к гармоническим

составляющим высокого выходного напряжения целесообразно применение усилителя на электровакуумных приборах.

Рис. 4.42. Усилитель постоянного тока на полупроводниковых приборах

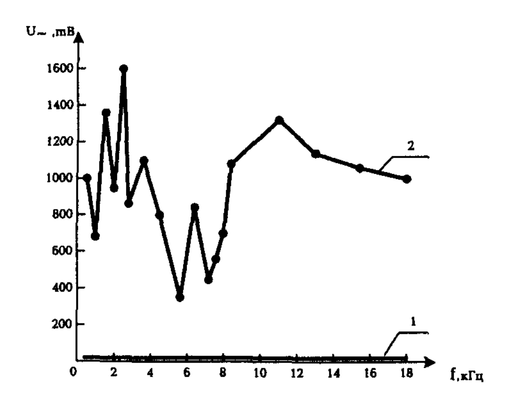


Рис. 4.43. Значения гармонических составляющих выходного напряжения источников, содержащих усилители по рис. 4.39 (линия 1) и по рис. 4.40 (линия 2)

Усилитель с электровакуумными приборами по рис. 4.41 обеспечивает регулирование и стабилизацию выходного напряжения высоковольтного источника электропитания в пределах от 2 до 25 кВ постоянного тока. В качестве усилителя используется двойной триод типа 6Н21Б. Параметрический стабилизатор напряжения состоит из двух каскадов. Первый каскад содержит стабиловольты VD8 и VD9. Второй каскад содержит стабиловольт VD5, который формирует опорное напряжение для лампы VL1. Цепь обратной связи по быстро изменяющемуся току содержит конденсатор С1 и конденсатор емкостью 0,05 мкФ, подключаемый к контакту 5. Делитель обратной связи по медленно изменяющемуся току содержит резисторы R4, R5, R6 и резисторы, подключаемые к контакту 4. Ток через резистивный делитель должен составлять (1,5...1,7) мА.

Напряжение с резистора R2 подается через контакты 1 и 6 на сетку регулирующей лампы. Резисторы R12, R13, R14 являются балластными в составе первого каскада параметрического стабилизатора, резистор R10 — балластным в составе второго каскада.

В состав параметрического стабилизатора введены стабилитроны VD6, VD7 (в первый каскад) и VD3, VD4 (во второй каскад) для повышения уровня стабилизируемого напряжения (дополнительно к уровню напряжения стабиловольта). Выводы стабиловольта VD5 зашунтированы конденсаторами С3 и С4 для снижения уровня шумов.

При наличии сигнала рассогласования, сформированного цепью обратной связи по постоянному току и подаваемого на контакт 4, открывается или закрывается правая половина лампы VL1. При увеличении выходного напряжения стабилизатора лампа приоткрывается, поскольку потенциал на сетке становится более положительным по отношению к потенциалу на катоде. При этом ток через лампу увеличивается и потенциал сетки (вывод 8) становится более отрицательным относительно опорного напряжения от стабиловольта VD5. Ток через резистор R2 и анод второй половины лампы (вывод 9) уменьшается, падение напряжения на резисторе R2 снижается, в результате чего напряжение на регулирующей лампе становится менее отрицательным, т. е. приоткрывает регулирующую лампу. Для устойчивой работы стабилизатора между контактами 5 и 6 включается емкость 1 мкФ.

4.4.4. Мощный высокочастотный высокопотенциальный трансформатор

Для электропитания радиопередающих устройств требуются высокопотенциальные источники электропитания с выходной мощностью от единиц до десятков киловатт.

Если в составе источника использован сетевой трансформатор, то его рабочая частота не превышает 400 Гц, что определяет его завышенные объем и массу. Для снижения объема и массы высокопотенциальные источники выполняются на базе инверторов, работающих с частотой порядка 40 кГц.

В качестве примера рассмотрим особенности проектирования трансформатора мощностью 10 кВ • А и рабочим потенциалом 24 кВ, входящего в состав модуля источника электропитания и устанавливаемого на выходе инвертора. Повышение мощности источника достигается последовательным или параллельным соединением модулей.

Сравнительный анализ различных магнитомягких материалов показывает, что при частоте преобразования 40 кГц эффективно могут быть использованы ферриты и аморфные сплавы. Магнитопроводы из аморфных сплавов, ввиду особенностей технологии их изготовления, в настоящее время используются в виде колец для трансформаторов сравнительно небольшой мощности. Поэтому для проектируемого трансформатора целесообразно использовать ферритовый магнитопровод, удельные мощности полных потерь в котором определяются выражением (см. раздел 5.6 главы 5):

$$P_{уд} = p_o f^{\nu} B^{\xi}.$$

Константы p_o, ν, ξ для каждого конкретного материала приведены в табл. 5.20 главы 5.

Рассчитанные значения удельной мощности полных потерь для различных марок ферритов приведены в табл. 4.11.

Таблица 4.11. Значения потерь для различных ферритов

Марка феррита	Удельная мощность полных потерь, Вт/кг при различных значениях индукции, Тл			
	0,12	0,15	0,18	0,20
2000НМ1-17	15,02	28,05	47,70	62,00
1500НМ3	18,28	29,80	44,60	56,20
2000НМ3	17,61	32,10	52,60	69,95
2500НМС1	22,70	34,70	49,10	60,00
2500НМС2	26,20	38,20	52,10	62,30

Из таблицы видно, что при выбранных значениях индукции (0,12...0,15) Тл предпочтительны материалы 2000НМ1-17, 1500НМ3 или 2000НМ3. Конструкция магнитопровода должна удовлетворять ряду требований, а именно: иметь большую поверхность охлаждения трансформатора, малую индуктивность рассеивания, незначительное проявление поверхностного эффекта в проводах обмоток, высокую технологичность выполнения обмоток и высоковольтной изоляции. Этим требованиям в достаточной мере может удовлетворить П-образный магнитопровод при размещении обмоток на двух стержнях.

Выбор типоразмера магнитопровода проводится с учетом зависимости:

$$S_c S_o = \frac{10^2 P_г}{2\, k_ф\, f\, j\, k_c\, k_o\, B},$$

где S_c — площадь сечения магнитопровода, $см^2$;

S_o — площадь окна, $см^2$;

$P_г$ — габаритиая мощность трансформатора, В • А;

$k_ф$ — коэффициент формы преобразуемого напряжения;

f — рабочая частота, Гц;

j — плотность тока в обмотках, $А/мм^2$;

k_c — коэффициент заполнения магнитопровода активным материалом;

k_o — коэффициент заполнения окна медью;

B — рабочая индукция, Тл.

В данном случае $B = 0{,}15$ Тл; $j = 2{,}5$ $А/мм^2$; $k_ф = 1$; $k_c = 1$; $k_o = 0{,}1$. Поскольку выходная мощность P_2 рассматриваемого трансформатора отличается незначительно от его габаритной мощности $P_г$ ($P_2 \approx P_г$), то получаем

$$S_c S_o = 334\ см^4.$$

Сравнивая это значение с аналогичным показателем известных магнитопроводов [41, 42], можно заключить: для реализации рассматриваемого трансформатора необходим новый магнитопровод, так как максимальное значение $S_c S_o$ разработанных ранее П-образных магнитопроводов не превышает 78 $см^4$. Пусть соотношение между площадью окна и сечением нового магнитопровода будет таким же, как у максимального по размерам магнитопровода ПК 48×20. Тогда $S_c = 58$ $см^2$.

При выборе соотношения между линейными размерами окна необходимо руководствоваться компромиссными соображениями. С одной стороны, чем ближе это соотношение к единице, тем меньше масса магнитопровода и, следовательно, меньше потери мощности в нем. С другой стороны, необходимо стремиться к увеличению отношения высоты h окна к его ширине c для снижения индуктивности рассеивания и уменьшения потерь в обмотках. Учитывая изложенное, приходим к значениям h = 80 мм, c = 72 мм. Тогда площадь окна

$$S_o = h \cdot c = 57,6 \text{ см}^2;$$

площадь сечения магнитопровода

$$S_c = 334 \,/\, 57,6 \approx 5,8 \text{ см}^2.$$

Для уменьшения размеров и повышения технологичности изготовления катушек целесообразно выбрать магнитопровод типа ПК. В этом случае диаметр D стержня

$$D = \sqrt{4S_c/\pi} = 2,76 \text{ см}.$$

С учетом отверстия для крепления магнитопровода принимается D = 2,8 см. Таким образом, получен магнитопровод ПК 72×28 с окном (7,2×8,0) см^2 и сечением стержня S_c = 6 см^2. Объем магнитопровода

$$V_c = S_c\, l_c \approx 250 \text{ см}^3,$$

где l_c — средняя длина магнитной силовой линии.

Масса магнитопровода

$$G_c = V_c\, \rho_c = 1125 \text{ г},$$

где ρ_c = 4,5 г/см^3 — плотность феррита.

Перед определением мощности потерь в магнитопроводе уточним удельную мощность потерь в материале. Приведенные в табл. 4.11 значения удельной мощности получены экстраполяцией данных [43]. В работе [44] для определения $P_{уд}$ феррита 2000НМ1-17 предложена формула

$$P_{уд} = P_1\, f^{\alpha} B^{\beta},$$

где P_1 = 63 Вт/кг; α = 1,2; β = 2,85.

Расчет по этой формуле при $f = 40$ кГц и $B = 0{,}15$ Тл дает $P_{уд} = 23{,}64$ Вт/кг, что несколько отличается от значения $P_{уд} = 28{,}05$ Вт/кг, приведенного в табл. 4.11. Примем для расчетов $P_{уд} = 28{,}05$ Вт/кг в качестве худшего варианта. Тогда мощность P_c потерь в магнитопроводе

$$P_c = P_{уд}\,G_c = 31{,}5 \text{ Вт}.$$

Размеры магнитопровода определяют размеры катушки и всего трансформатора в целом. Объем катушки на одном стержне

$$V_k = \frac{\pi h}{4}(D_к^2 - D^2) \approx 580 \text{ см}^3,$$

где $D_к$ — диаметр катушки.

Мощность потерь в катушке может быть вычислена по формуле

$$P_к = j^2\,k_t\,\gamma\,V_к\,k_о,$$

где k_t — температурный коэффициент, равный 1,2 для предполагаемого значения температуры перегрева $\theta = 50$ °C;
γ — удельное электрическое сопротивление меди при температуре 20 °C.

При $\gamma = 0{,}0175 \cdot 10^{-6}$ Ом·м получим значение мощности потерь в катушке

$$P_к = 7{,}61 \text{ Вт}.$$

Вводя поправочный частотный коэффициент $k_{\sim} = 1{,}1$, получаем суммарные потери в меди

$$P_м = 2\,k_{\sim}\,P_к = 16{,}74 \text{ Вт}.$$

Температура перегрева обмоток трансформатора может быть определена по формуле

$$\theta = k_1\left(\frac{P_м}{2} - \frac{P_м k_1 - P_c k_2}{k_3}\right),$$

где k_1, k_2, k_3 — коэффициенты, приведенные в работе [45] для аналога-магнитопровода ПЛВ16×32-80.

Подставляя в последнее уравнение рассчитанные значения мощности потерь в катушках и магнитопроводе, а также значения k_1, k_2 и k_3, равные 2,7; 5,85 и 12,84 соответственно, получаем $\theta \approx 52$ °C.

Коэффициент полезного действия трансформатора при активной нагрузке

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + P_с + P_м} \approx 0{,}99.$$

Ориентировочная масса трансформатора

$$G_{тр} = 1{,}1(G_с + G_м + G_{из}),$$

где $G_{из} = 2\ V_к\ \rho_{из}\ (1 - k_о)$;

$\rho_{из}$ — плотность изоляции.

Выбирая для плотности изоляции типичное значение $\rho_{из} = 1{,}65$ г/см^3 и учитывая, что

$$G_м = 2\ V_к\ k_о\ \rho_м \approx 1040 \text{ г},$$

получаем $G_{тр} \approx 4{,}3$ кг.

Ориентировочные размеры трансформатора (210×120×175) мм^3.

4.4.5. Многоканальный источник электропитания ЛБВ

Электрическая схема источника приведена на рис. 4.44. Перечень компонентов приведен в табл. 4.12. Входное напряжение 220 В трехфазного тока частоты 400 Гц. Выходные напряжения:

6,3 В переменного тока 6 А (1-й канал);

800 В постоянного тока 0,01 А (2-й канал);

3,5 кВ постоянного тока 0,2 А (3 канал);

минус 6,6 кВ постоянного тока 0,01 А (4-й канал).

Таблица 4.12. Перечень компонентов многоканального источника электропитания

Схемное обозначение	Наименование компонента
А1	Стабилизатор напряжения
А2	Выпрямитель
А3	Устройство защиты
А4	Преобразователь
А5	Выпрямитель +3,5 кВ
А6	Выпрямитель +800 В
А7	Выпрямитель минус 6,6 кВ
С1	Конденсатор К75-15-5 кВ-0,1 мкФ ± 10%-В
К1	Контактор КНЕ 030, 27 В
К2...К4	Реле РЭС 90
L1	Дроссель
R1	Резистор СП3-45б-1-4,7 кОм ± 20% -1-ВС-2-20
Т1...Т3	Трансформатор

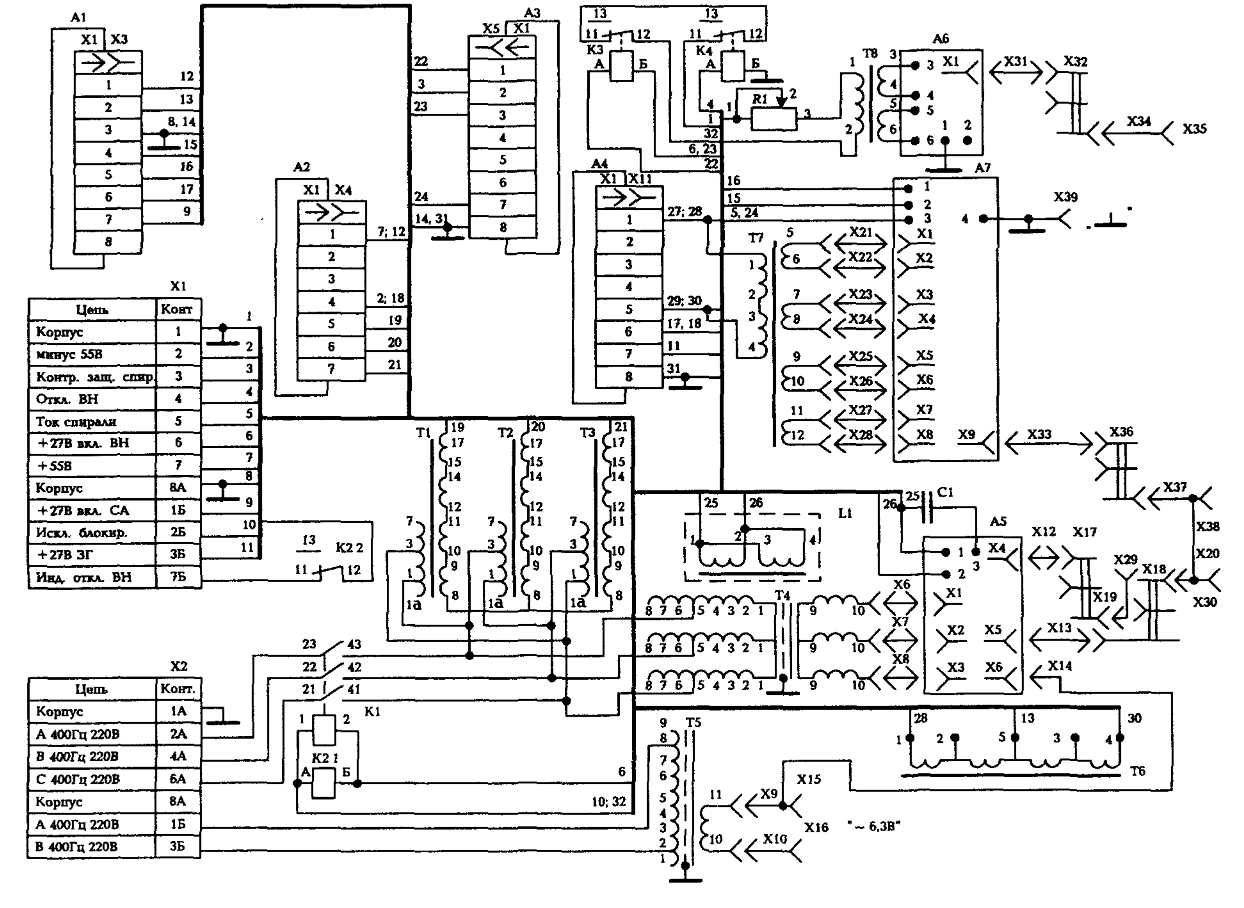


Рис. 4.44. Электрическая схема многоканального источника электропитания ЛБВ

Схемное обозначение	Наименование компонента
Т4	Трансформатор трехфазный высокопотенциальный
Т5	Трансформатор высокопотенциальный
Т6	Автотрансформатор однофазный
Т7	Трансформатор специальный
Т8	Трансформатор однофазный
Х1, Х2	Вилка РП10-15 "3"
Х3...Х5, Х11	Розетка РГ1Н-2-21
Х6...Х8, Х21...Х28, Х31, Х33	Устройство СК-2-200
Х9, Х10	Кабель ВВП-250
Х12, Х13	Устройство СК-2-250
Х14	Устройство СК-1-300
Х15, Х16, Х29, Х30, Х35, Х38, Х39	Устройство соединительное ВВ-1
Х17, Х18, Х32, Х36	Устройство СБР-3
Х19, Х20, Х34, Х37	Устройство СК-1-200

Выходные напряжения 6,3 В и 3,5 кВ получаются непосредственно от сетевых трансформаторов Т5 и Т4 соответственно. Напряжение 6,3 В служит для электропитания накала. Напряжение 3,5 кВ постоянного тока получается путем выпрямления линейных напряжений вторичных обмоток трансформатора Т4 через схему мостового трехфазного выпрямителя, собранную на столбах Ц203В (рис. 4.45). Выходной Г-образный фильтр выпрямителя 3,5 кВ содержит дроссель L1 и конденсатор С1. Резисторы R1...R6 служат для подгрузки выпрямителя. Напряжения 6,3 В и 3,5 кВ являются нестабилизированными.

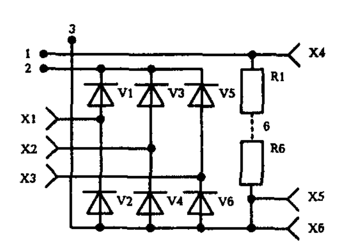


Рис. 4.45. Электрическая схема выпрямителя +3,5 кВ

Напряжения 800 В и минус 6,6 кВ получаются выпрямлением напряжений вторичных обмоток трансформаторов Т7 и Т8. Схемы выпрямителей 800 В и минус 6,6 кВ приведены на рис. 4.46 и 4.47 соответственно. Первичные обмотки трансформаторов Т7 и Т8 подключены параллельно автотрансформатору Т6. Последний подключен к коллекторным цепям транзисторов V13, V14 усилителя мощности преобразователя А4, показанного на рис. 4.48.

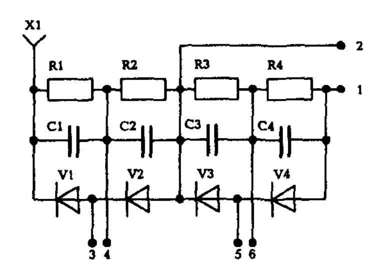


Рис. 4.46. Электрическая схема выпрямителя +800 В

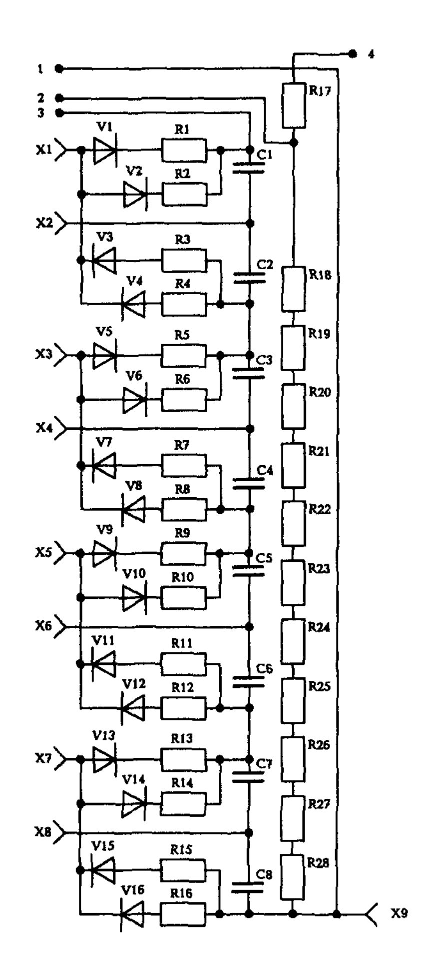


Рис. 4.47. Электрическая схема выпрямителя минус 6,6 кВ

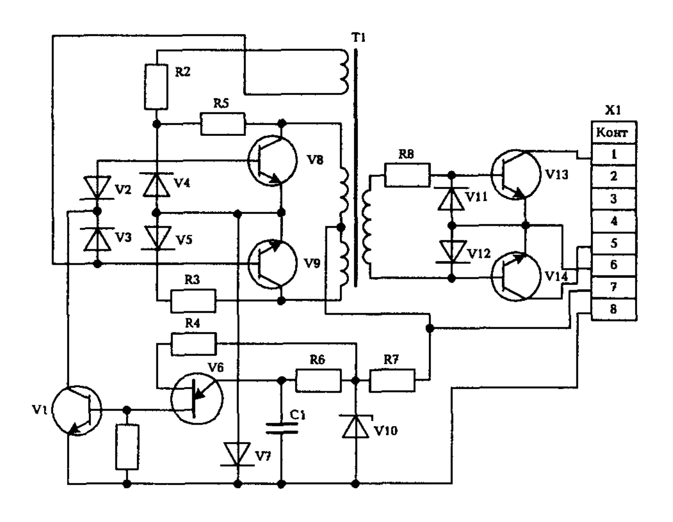


Рис. 4.48. Электрическая схема преобразователя

На среднюю точку автотрансформатора Т6 подается напряжение с выхода стабилизатора А1, схема которого приведена на рис. 4.49. Стабилизатор А1 является регулирующим источником постоянного тока для преобразователя А4. На вход стабилизатора А1 подается напряжение порядка 55 В от мостового выпрямителя А2, который подключен к выходным обмоткам трех однофазных трансформаторов Т1, Т2, Т3. На выходе схемы выпрямителя А2 (рис. 4.50) включен Г-образный LC-фильтр для сглаживания высокочастотных составляющих выходного напряжения.

Напряжение минус 6,6 кВ является стабилизированным благодаря обратной связи с делителя напряжения на выходе узла А7. Сигнал обратной связи поступает на вход стабилизатора напряжения А1, при помощи которого осуществляется стабилизация высоковольтного напряжения при изменении напряжения сети и тока нагрузки.

Управление базовыми цепями транзисторов усилителя мощности преобразователя А4 осуществляется через трансформатор Т1, первичные обмотки которого подключены к двухтактному преобразователю напряжения со средней точкой трансформатора. Этот преобразователь содержит транзисторы V8, V9 и имеет внешнее возбуждение от генератора на транзисторе V1 и однопереходном транзисторе V6.

Защита от перегрузок и коротких замыканий на выходе канала минус 6,6 кВ осуществляется устройством защиты А3 (рис. 4.51).

Рис. 4.49. Электрическая схема стабилизатора напряжения

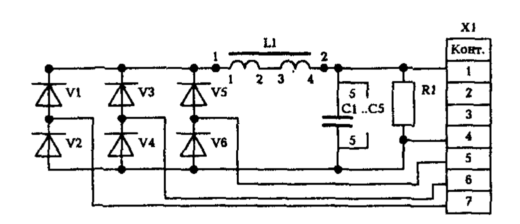


Рис. 4.50. Электрическая схема выпрямителя

Датчиком тока нагрузки является резистор R2 в устройстве защиты A3. При срабатывании защиты по току происходит отключение всех напряжений блока, кроме напряжения накала, путем отключения напряжения сети 220 В контактами реле K1 от первичных обмоток трансформаторов T1, T2, T3, T4.

Включение высоких напряжений блока производится подачей напряжения 27 В на контакт 6А разъема X1 с задержкой. Эта задержка определяется временем срабатывания электронного реле времени в устройстве защиты A3, собранного на однопереходном транзисторе V8. После срабатывания электронного реле времени включается тиристор V3, который через транзисторы V5, V7 замыкает катушку реле K3 (на рис. 4.44) на землю.

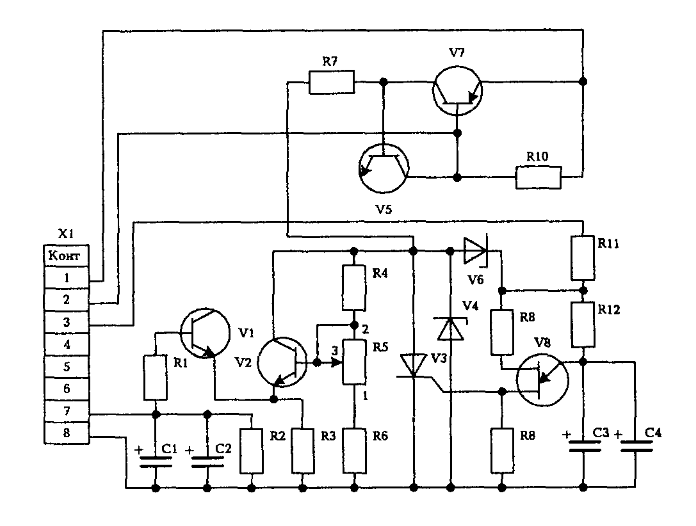


Рис. 4.51. Электрическая схема устройства защиты

Перечни компонентов схем на рис. 4.45...4.51 приведены в табл. 4.13...4.19 соответственно.

Таблица 4 13. Перечень компонентов выпрямителя +3,5 кВ на рис 4 45

Схемное обозначение	Наименование компонента
R1 R6	Резистор С2-33Н-2-10 МОм ± 5% А-Е
V1. .V6	Столб 2Ц203В
X1 .X6	Корпус

Таблица 4.14 Перечень компонентов выпрямителя +800 В на рис. 4.46

Схемное обозначение	Наименование компонента
C1.. C4	Конденсатор К75-24-630 В-0,1 мкФ ± 10% -В
R1...R4	Резистор С2-33Н-1-39 кОм ± 5% А-В
V1 V4	Столб 2Ц106А
X1	Корпус

Таблица 4.15. Перечень компонентов выпрямителя минус 6,6 кВ на рис. 4.47

Схемное обозначение	Наименование компонента
C1 C8	Конденсатор К75-24-1600 В-0,1 мкФ ± 10% -В
R1 R16	Резистор С2-33Н-0,25-470 Ом ± 5% А-В
R17. R28	Резистор С2-33Н-2-1,2 МОм ± 5% А-Е
V1 . V16	Столб 2Ц106А
X1...X9	Корпус

Таблица 4.16. Перечень компонентов преобразователя на рис. 4.48

Схемное обозначение	Наименование компонента
C1	Конденсатор К10-17-1б-М1500-4700 пФ ± 10% -В
Резисторы	
R1	С2-33Н-0,5-220 Ом ± 5% А-В
R2	С2-33Н-0,5-150 Ом ± 5% А-В
R3, R5	С2-33Н-0,5-2,7 кОм ± 5% А-В
R4	С2-33Н-0,5-180 Ом ± 5% А-В
R6	С2-33Н-0,5-39 кОм ± 5% А-В
R7	С2-33Н-0,5-1,5 кОм ± 5% А-В
R8	С2-33Н-1,0-10 Ом ± % А-Г
T1	Трансформатор однофазный
V1, V8, V9	Транзистор 2Т630А
V2.. V5, V7, V11, V12	Диод 2Д212А
V6	Транзистор однопереходный 2Т117А
V10	Стабилитрон Д818Ж
V13, V14	Транзистор 2Т841А
X1	Вилка РШ2Н-2-13

Таблица 4.17. Перечень компонентов стабилизатора напряжения на рис. 4.49

Схемное обозначение	Наименование компонента
C1, C2	Конденсатор К10-17-1б-Н90-0,1 мкФ-В
D1	Микросхема 544УД2А
L1	Дроссель Д213В
Резисторы	
R1	С2-33Н-0,5-2,2 кОм ± 5% А-В
R2	С2-33Н-0,25-10 кОм ± 5% А-В
R3, R10	С2-33Н-0,25-1 кОм ± 5 %А-В
R4	02-33Н-0,5-47 кОм ± 5% А-В
R5	С2-33Н-0,5-10 кОм ± 5% А-В
R6...R8	С5-16МВ-2 Вт 0,2 Ом ± 5%
R9	С2-33Н-1-2,2 кОм ± 5% А-В
R11 .R13	С2-33Н-2-150 Ом ± 5% А-В
R14	С2-33Н-1-39 кОм ± 5% А-В
R15	СП5-2В-1 Вт 10 кОм ± 10%
R16	С2-33Н-0,25-18 кОм ± 5% А-В
R17	С2-33Н-0,25-15 кОм ± 5% А-В
V1	Диод 2Д522Б
V2	Транзистор 2Т312Б
V3, V9, V12, V13	Стабилитрон Д818Ж
V4	Транзистор 2Т630А
V5...V8	Транзистор 2Т841А
V10, V11	Стабилитрон 2С133А
X1	Вилка РШ2Н-2-13

Таблица 4.18. Перечень компонентов выпрямителя на рис. 4.50

Схемное обозначение	Наименование компонента
C1 ..C5	Конденсатор К50-29-100 В-100 мкФ-В
L1	Дроссель Д213В
R1	Резистор С2-33Н-0,5-22 кОм ± 5% А-В
V1 .V6	Диод 2Д213А
X1	Вилка РШ2Н-2-13

Таблица 4.19. Перечень компонентов устройства защиты на рис. 4.51

Схемное обозначение	Наименование компонента
C1 .C4	Конденсатор К50-29-25 В-22 мкФ-В
Резисторы	
R1, R6, R7, R10	С2-33Н-0,25-1 кОм ± 5% А-В
R2	С2-33Н-0,5-100 Ом ± 5% А-В
R3	С2-33Н-0,25-820 Ом ± 5% А-В
R4	С2-33Н-0,25-4,7 кОм ± 5% А-В
R5	СП5-2В-1 Вт 1 кОм ± 10%
R8	С2-33Н-0,25-10 кОм ± 5% А-В
R9	С2-33Н-0,25-220 Ом ± 5% А-В
R11	С2-33Н-0,25-39 кОм ± 5% А-В
R12	С2-33Н-1-680 Ом ± 5% А-В
V1, V5	Транзистор 2Т630А
V2	Транзистор 2Т312Б
V3	Тиристор 2У102Г
V4, V6	Стабилитрон Д818Ж
V7	Транзистор 2Т313А
V8	Транзистор однопереходный 2Т117А
X1	Вилка РШ2Н-2-13

4.4.6. Высоковольтный выпрямитель с жидкостным охлаждением

При наличии в радиоэлектронных средствах системы жидкостного охлаждения высоковольтное устройство может быть выполнено с использованием этой системы. Ниже описаны особенности конструктивного исполнения высоковольтного выпрямителя с жидкостным охлаждением трансформатора [46].

Электрическая схема выпрямителя представлена на рис. 4.52. Трехфазный трансформатор имеет две вторичные обмотки и два выпрямителя Е1 и Е2, соединенные последовательно. Одна из вторичных обмоток соединена звездой, другая — треугольником. В схемах выпрямителей использованы диоды типа 2Д220Е и шунтирую-

щие их резисторы типа С2-33Н. Первичная обмотка соединена звездой. На выходе выпрямителя использован комбинированный сглаживающий фильтр Ф1.

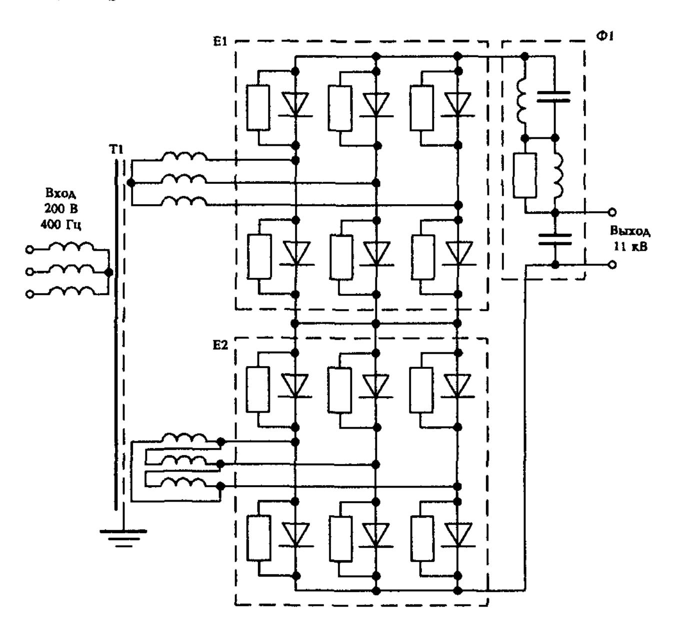


Рис. 4.52. Электрическая схема высоковольтного выпрямителя

Высоковольтный выпрямитель имеет следующие характеристики:

Входное напряжение переменного трехфазного тока частоты:
400 Гц, В 220
Выходное напряжение постоянного тока, кВ 11
Выходной ток, А 2,1
Пульсация выходного напряжения в диапазоне
частот (0,38...120) кГц, относительных единиц.....$10^{-3}...10^{-6}$

Характеристики трансформатора:
Мощность, кВ•А 27,5
Плотность тока в низковольтной обмотке, А/мм^2.......... 11,6
Плотность тока в высоковольтных
обмотках, А/мм^2.. 6 и 5,5
Масса, кг 15
Размеры, мм .... 260×214×188

Конструкция выпрямителя (рис. 4.53) рассчитана на изменение атмосферного давления в широких пределах (вплоть до значения, близкого к нулю). Электрическая прочность обеспечивается размещением высоковольтного трансформатора и компонентов схемы в герметичном объеме, в котором поддерживается избыточное давление воздуха (1,2±0,1) кгс/см^2 с помощью внешней системы наддува.

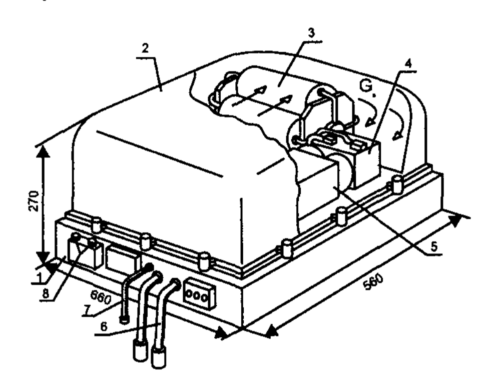


Рис. 4.53. Общий вид высоковольтного выпрямителя с жидкостным охлаждением

Охлаждение высоковольтного трансформатора 3 осуществляется жидкостью, подаваемой от внешней системы охлаждения в его первичную (низковольтную) обмотку. В герметичном объеме размещены выпрямители E1 и E2 (поз. 5), два теплообменника 4, через которые охлаждаемый воздух продувается вентиляторами и отдает теплоту к жидкости (антифризу). Кожух 2 крепится к литому основанию 1 из магниевого сплава МЛ5 14-ю болтами. На передней части основания расположены входные и выходные соединители, гибкие резиновые рукава 6 жидкостного охлаждения и рукав 7 наддува.

Конструктивная схема высоковольтного трансформатора показана на рис. 4.54. Первичные обмотки размещены на магнитопроводе из стальных пластин толщиной 0,1 мм. Каждая обмотка содержит 43 витка медной трубки диаметром 5 мм, по которой течет охлаждающая жидкость. Вокруг каждой низковольтной обмотки размещены две вторичные (высоковольтные) обмотки из медного провода диаметром 0,63 и 0,5 мм, залитые электроизоляционным компаундом ЭТЗ.

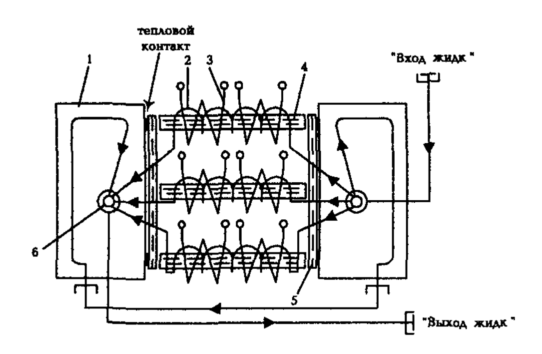


Рис. 4.54. Конструктивная схема высоковольтного выпрямителя с жидкостным охлаждением: 1 — основание; 2 — низковольтная обмотка с жидкостным охлаждением; 3 — высоковольтные обмотки; 4 — сердечник; 5 — ярмо; 6 — электроизоляционная развязка соединения жидкостной магистрали

Магнитопровод выполнен из трех сердечников, торцы которых соединены в единую замкнутую магнитную систему двумя ярмами. Последние имеют тепловой контакт с основанием, имеющим жидкостное охлаждение. Трубопровод низковольтных обмоток соединен с магистральным трубопроводом охлаждающей жидкости при помощи электроизолирующих развязок.

Гидравлическая схема жидкостного охлаждения высоковольтного выпрямителя приведена на рис. 4.55, где 1 — гермообъем с высоковольтной аппаратурой; 2 — реле давления воздуха; 3 — термореле на поверхности трансформатора (+110 °С); 4 — предохранительный клапан наддува; 5 — вентиляторы; 6 — штуцер контроля давления наддува; 7 — теплообменник “жидкость—воздух”; 8 — гибкий рукав с клапаном разъема; 9 — термореле (+90 °С). Жидкость марки 65 (антифриз) подается из внешней системы охлаждения в высоковольтный трансформатор и в теплообменники. При температуре окружающей среды не более 60 °С температура воздуха в герметичном объеме не превышает 70 °С, температура поверхности обмоток высоковольтного трансформатора не выше 90 °С.

Параметры системы охлаждения высоковольтного выпрямителя:

Предельное (испытательное) давление в магистралях жидкостного охлаждения, кг/см^2, не более 10

Расход охлаждающей жидкости на входе, л/мин, не менее 12

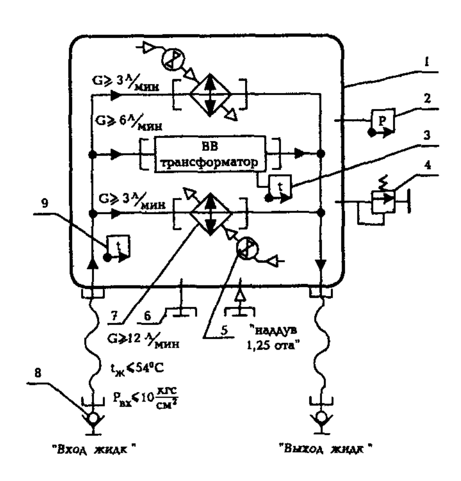


Рис. 4.55. Гидравлическая схема жидкостного охлаждения

Температура охлаждающей жидкости на входе,
°С, не более 54

Расход воздуха внутри герметичного объема,
$м^3$/ч, не менее 100

Температура воздуха внутри герметичного объема,
°С, не более 70

Отводимая устройством охлаждения мощность
потерь, кВт, не более 2

Допустимая температура поверхности высоковольтного трансформатора составляет 110 °С, допустимая температура воздуха в герметичном объеме составляет 90 °С. Контроль температуры осуществляется с помощью двух термореле.

4.4.7. Оптоэлектронный датчик тока высокого напряжения

Оптоэлектронный датчик предназначен для гальванической развязки между высоковольтными цепями постоянного тока и цепями управления, защиты и сигнализации. Он состоит из двух узлов: электронно-оптической развязки и усилителя.

Электронно-оптическая развязка содержит два полупроводниковых прибора с прямой оптической связью. Электрическая схема развязки приведена на рис. 4. 56. Основной характеристикой электронно-оптического узла является коэффициент k_i передачи по току.

При подаче на контакты 1 и 2 разъема X1 входного тока $I_{вх}$ = = 3 мА и наличии на выходе нагрузки $R_н$ = 1 кОм ±5% коэффициент передачи по току составляет 0,1% в нормальных климатических условиях и 0,05% в условиях механических воздействий и при непрерывной работе. Значение коэффициента рассчитывается по формуле:

$$k_i = \frac{U_н}{R_н I_{вх}} \cdot 100\%,$$

где $U_н$ — значение выходного напряжения, измеренное на нагрузке $R_н$.

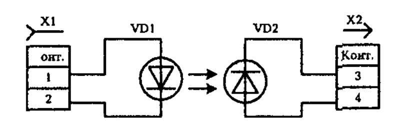


Рис. 4.56. Электрическая схема электронно-оптического устройства

Конструкция световода в сборке показана на рис. 4.57. Световод 5 выполнен из оптических волокон, скрепленных бандажом 6 из хлопчатобумажных глянцевых ниток марки "специальные" (6 сложений № 10 1 с). Он соединен со светодиодом 3 типа 3Л124А и фотодиодом 8 типа КФДМ гр. А при помощи клея марки К-300-61. Допускается использование клея УП-4-260-3М. Электрические соединения диодов с выводами держателей 1 и 10 осуществляются проводами 2 и 9 марки МПО 0,2. Диоды крепятся во втулках 4 и 7 при помощи клея марки К-300-61. Держатели 1, 10 и втулки 4, 7 выполняются из пресс-материала АГ-4В.

Общий вид высоковольтного устройства защиты приведен на рис. 4.58. Световод в сборе с нанесенным на него адгезионным подслоем помещается в корпус 1 и фиксируется при помощи клея ВК-9 со стороны розеточных выводов (соединитель X1). Затем внутренняя часть корпуса 1 заполняется методом шприцевания компаундом 2 марки ЭЗК-7 (наполнитель — кварц молотый пылевидный). На корпус со стороны штырьковых выводов (соединитель X2) навинчивается гайка 3 для крепления устройства к несущей детали. Корпус и гайка выполнены иэ прессматериала АГ-4В.

Электрическая схема усилителя приведена на рис. 4.59, перечень компонентов — в табл. 4.20. Электрическая схема оптоэлектронного

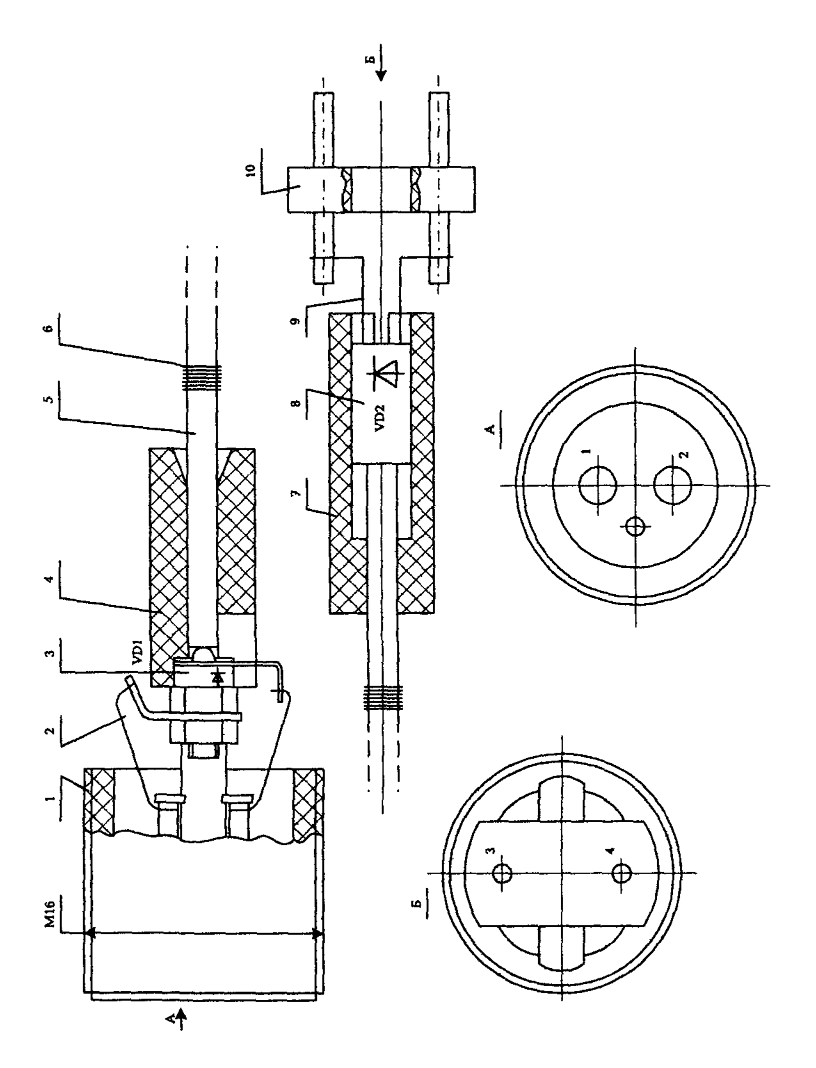


Рис. 4.57. Световод в сборе

датчика тока высокого напряжения приведена на рис. 4.60, где показаны соединения электронно-оптической развязки (узел А1) и усилителя (узел А2). Реле К1 используется в схеме датчика для коммутации силовых цепей.

На контакты 3 и 5 усилителя от источника постоянного тока подается напряжение (27±1,35) В со среднеквадратическим значе-

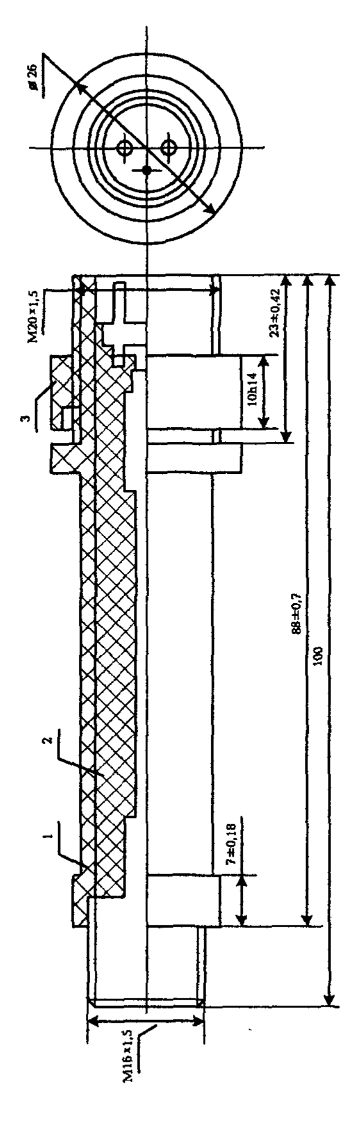


Рис. 4.58. Общий вид электронно-оптического устройства

нием переменной составляющей не более 50 мВ. Если на вход электронно-оптической развязки (выводы 1 и 2 узла А1) подается сигнал с током (3±0,03) мА, то на выходе усилителя (выводы 4 и 5 узла А2) напряжение постоянного тока имеет значение не менее

24 В. При сигнале на входе с током (0,5±0,005) мА на выходе усилителя напряжение постоянного тока не превышает 2 В.

Оптоэлектронный датчик рассчитан на работу при температуре окружающей среды от минус 50 до +80 °С.

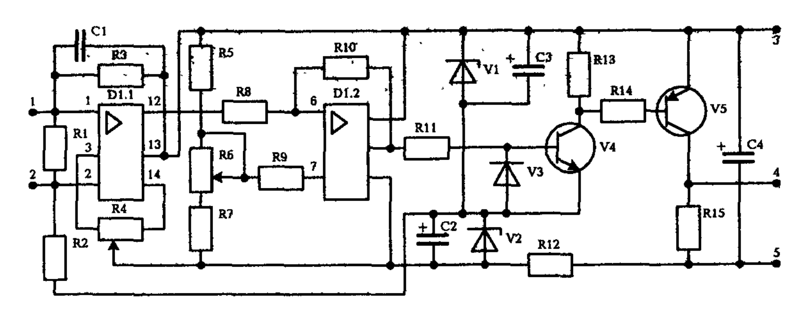


Рис. 4.59. Электрическая схема усилителя

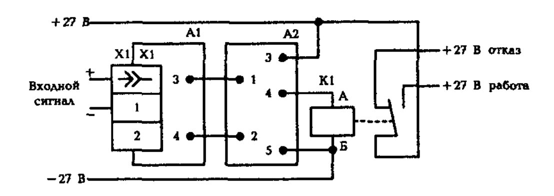


Рис. 4.60. Электрическая схема оптоэлектронного датчика тока

Таблица 4.20. Перечень компонентов схемы усилителя на рис. 4.59

Схемное обозначение	Наименование компонента
Конденсаторы	
C1	К10-17-2б-М47-8200 пФ ± 10% -В
C2, C3	К50-29-16 В-22 мкФ
C4	К50-29-63 В-47 мкФ
D1	Микросхема 140УД20А
Резисторы	
R1	С2-33Н-0,125-1 кОм ± 5% А-В-В
R2, R3	С2-33Н-0,125-1 МОм ± 5% А-В-В
R4	СП5-2В-1 Вт 10 кОм ± 5%
R5	С2-33Н-0,125-2,7 кОм ± 5% А-В-В
R6	СП5-16ВА-0,25 Вт 22 кОм ± 10%
R7	С2-33Н-0,125-3,3 кОм ± 5% А-В-В
R8, R9	С2-33Н-0,125-33 кОм ± 5% А-В-В

Схемное обозначение	Наименование компонента
R10	С2-33Н-0,125-820 кОм ± 5% А-В-В
R11	С2-33Н-0,125-1,8 кОм ± 5% А-В-В
R12	С2-33Н-1,0-680 Ом ± 5% А-Г-В
R13	С2-33Н-0,125-4,7 кОм ± 5% А-В-В
R14	С2-33Н-0,125-1,5 кОм ± 5% А-В-В
R15	С2-33Н-0,125-18 кОм ± 5% А-В-В
V1, V2	Стабилитрон 2С168А
V3	Диод 2Д102А
V4	Транзистор 2Т630Б
V5	Транзистор 2Т505А

4.4.8. Высоковольтное блокировочное устройство

Устройство предназначено для замыкания цепей высоковольтных и высокопотенциальных устройств и для разряда конденсаторов при открывании дверей или люков. На рис. 4.61 приведено устройство, рассчитанное на работу в цепях с напряжением до 30 кВ.

В корпусе 1 из компаунда ЭЗК-10 выполнены два высоковольтных гнездных разъема 5 и 7, которые в сочетании с ответными штыревыми разъемами (см. рис. 4.39) обеспечивают локальную изоляцию контактных соединений. Медный провод 2 соединяет разъем 5 с коромыслом 6, которое выполнено из бериллиевой бронзы БрБ2. Коромысло запрессовано в рачаг 11 из стеклонаполненного полиамида, который вращается вокруг оси 4. На оси 4 установлена пружина, создающая торсионное усилие на рычаг и прижимающая коромысло к подвижному электропроводному стакану 8. Внутри стакана, выполненного из сплава БрКМц3-1, размещена пружина 9.

После установки высоковольтного источника электропитания в предназначенный для него отсек дверь или люк закрывается и создает нажатие на упор 15. Последний перемещает толкатель 12 из пресс-материала АГ-4В, передавая на него усилие через пружины 16 и 17. Толкатель при движении поворачивает рычаг 11 при помощи вращающейся втулки 3 из полиамида. При повороте рычага против часовой стрелки происходит размыкание цепи между разъемами 5 и 7 и обеспечивается готовность источника электропитания к работе.

Электрическая прочность промежутка между коромыслом 6 и стаканом 8 увеличивается благодаря прижатию к поверхности А

шайбы 10 из пластичного изолирующего материала (смесь резиновая ИРП 1267). При извлечении источника электропитания из отсека дверь или люк открывается, нажатие на упор прекращается и происходит замыкание цепи между разъемами 5 и 7. Для защиты подвижных электрических контактов блокировочного устройства от воздействия электрической дуги при разряде конденсаторов в цепь разряда включают ограничительный резистор с сопротивлением не менее 10 кОм при емкости конденсаторов не более 5,5 мкФ.

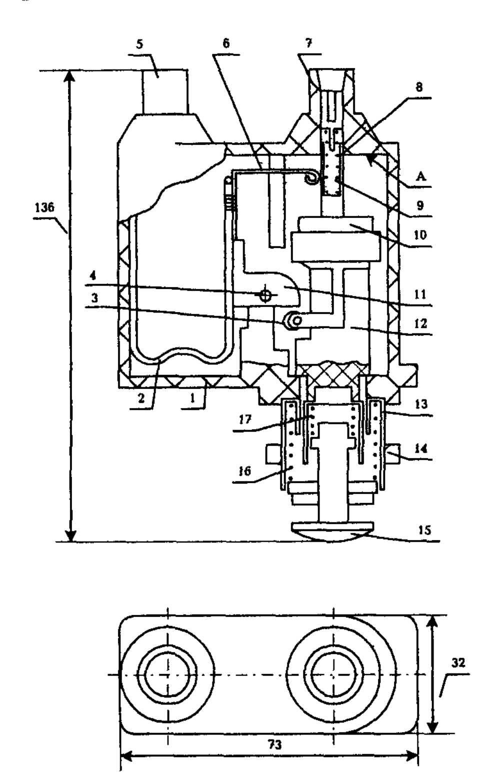


Рис. 4.61. Высоковольтное блокировочное устройство

Рабочий ход приводного элемента составляет (10±1) мм. Усилие включения находится в пределах (7...10) кг. При разомкнутой электрической цепи устройство рассчитано на испытательное напряжение постоянного тока между разъемами 5 и 7 в нормальных климатических условиях 48 кВ, при повышенной влажности (до

98%) 45 кВ, при пониженном атмосферном давлении (до 460 мм рт. ст.) 45 кВ. Устройство выдерживает циклическое изменение температуры от минус 50 до +85 °С.

Масса устройства блокировочного не превышает 0,25 кг. Для его крепления к несущей поверхности предусмотрена стальная гайка 14, которая навинчивается на стальную деталь 13.

ГЛАВА 5
Компоненты и узлы источников электропитания

5.1. Транзисторы

5.1.1. Биполярные транзисторы

В источниках электропитания импульсного действия силовые транзисторы работают в ключевом режиме, который характеризуется временем переключения. Время переключения транзистора состоит из суммы времени включения и времени выключения. При этом время включения можно представить состоящим из суммы времени задержки включения и времени нарастания, а время выключения — состоящим из времени задержки выключения (времени рассасывания) и времени спада.

При выборе типа транзистора и необходимого количества их используется критерий сравнения свойств и конструктивных особенностей, наиболее важных для ключевого режима. В этом режиме транзистор должен обеспечивать следующие параметры:

- минимальные потери во включенном состоянии;
- минимальные динамические потери, которые определяются временем нарастания тока при включении и временем спада тока при выключении;
- малое время рассасывания для обеспечения достаточного быстродействия;
- максимальное значение классификационного тока (превышение которого технически нецелесообразно), что позволяет минимизировать количество параллельно включенных транзисторов;
- минимальную массу и минимальную площадь теплового контакта корпуса транзистора с теплоотводом;
- максимальное значение коэффициента передачи тока транзистора в ключевом режиме.

Последний параметр является наиболее важным, так как он определяет значения всех предшествующих параметров и мощность предварительного усилителя в составе преобразователя.

Возможность использования транзистора в конкретной схеме определяется мгновенными значениями тока в открытом состоянии и напряжения в закрытом состоянии, а также сочетанием значений этих величин в активной области. В инверторах источников электропитания биполярные транзисторы используются в режимах, близких к предельным. Надежная работа транзистора при этом обеспечивается выбором тока и напряжения силовой цепи, не превышающих предельно допустимых сочетаний в соответствии с графиком области безопасной работы.

На рис. 5.1 показана типичная конфигурация области безопасной работы при прямосмещенном переходе база-эмиттер биполярного транзистора. Эта область, которую называют также областью максимальных режимов, размещена внутри ломаной линии, состоящей из пяти отрезков.

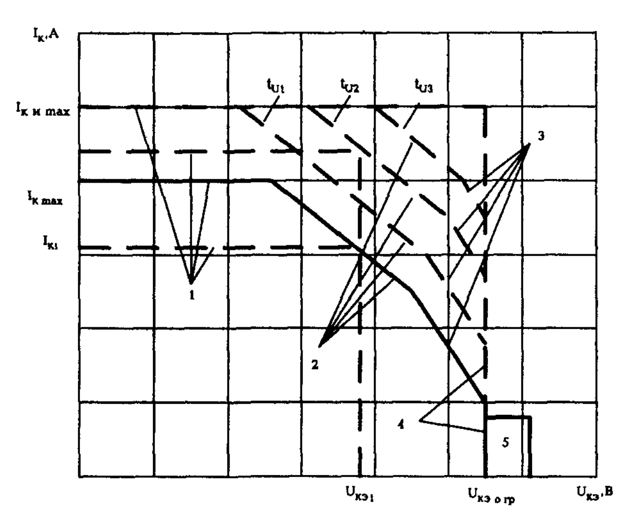


Рис. 5.1. Область безопасной работы мощного биполярного транзистора

Сплошными линиями ограничена область статического режима работы транзистора, пунктирными линиями — область импульсного режима работы. Отрезок 1 ограничивает максимально допустимое значение постоянного и импульсного тока коллектора. Отрезок 2 ограничивает максимально допустимую постоянную и импульсную мощность рассеивания. Отрезок 3 ограничивает сочетания токов и напряжений, не приводящих ко вторичному пробою. Отрезком 4 определяется граничное напряжение вольт-амперной характеристи-

ки при заданных условиях во входной цепи транзистора. Отрезок 5 ограничивает максимально допустимое обратное напряжение (постоянное и импульсное) между коллектором и эмиттером $U_{КЭо.гр}$.

Параметры транзистора при работе в режиме переключения могут быть найдены при определенном значении классификационного тока загрузки транзистора $I_{Ккл}$, который является предельным при выборе рабочего тока коллектора $I_К$. Значение классификационного тока для конкретного типа транзистора находится по соображениям технической целесообразности [47] и определяется из условия минимальных потерь мощности в транзисторе. В качестве количественного критерия насыщения при оценке классификационного тока принята мощность $P_{Тнасmin}$.

В то же время показательной характеристикой транзистора в режиме переключения является коэффициент передачи тока. Его значение меняется при изменении тока коллектора. Ухудшение передаточных свойств транзистора с увеличением тока приводит к неравномерному изменению мощности статических потерь в транзисторе. При значении коллекторного тока, равного току $I_{Ккл}$, на графике зависимости $h(I_К)$ имеет место точка перегиба (рис. 5.2). Наличие этой точки обусловлено, в основном, более резким увеличением потерь мощности в базовой цепи $P_{БЭнас}$ при превышении током коллектора значения $I_{Ккл}$.

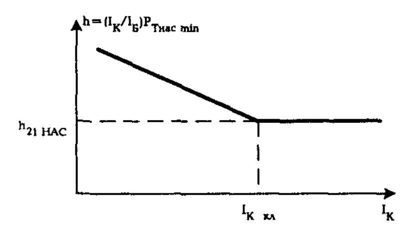


Рис. 5.2. Зависимость коэффициента передачи тока транзистора в режиме минимальных потерь от тока коллектора

На практике используется зависимость $P_{БЭнас.опт} = U_{КЭ}(I_К/h)$ (рис. 5.3), точка перегиба которой определяет искомое значение классификационного тока. В соответствии с работой [47] в табл. 5.1 приведены рекомендуемые классификационные токи загрузки некоторых типов транзисторов при работе в ключевом режиме.

Таблица 5.1. Классификационные токи транзисторов

Тип транзистора	2Т945А	286ЕП3	2Т836Б	2Т866А
Классификационный ток, А	3,5	2	2	3,5

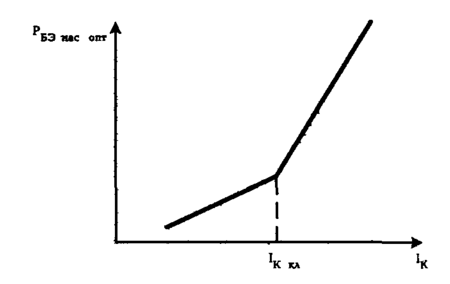


Рис. 5.3. Зависимость потерь в базовой цепи транзистора в режиме оптимального насыщения
$P_{Тнас}$ = min [$P_{БЭнас.опт}$ = $U_{БЭнас.опт}$ = $I_к$ / h;
$h_{опт}$ = ($I_к$ / $I_Б$)$P_{Тнас}$ = min]

Основные характеристики биполярных транзисторов, наиболее часто применяемых в ИЭП, приведены в табл. 5.2.

Таблица 5.2. Транзисторы биполярные переключательные с рассеиваемой мощностью более 1,5 Вт

1	2	3	4	5	6	7	8
2Т506А	n-p-n	аАО 339.318 ТУ	2 (5)	800 (0,6)	800	30-150 (5Б, 0,3Э)	2,5 Р
2Т506Б	n-p-n	аАО.339.318 ТУ	2 (5)	600 (0,6)	600	30-150 (5Б, 0,3Э)	3,5 Р
2Т812А	n-p-n	аАО.339 193 ТУ	10 (17)	700 (2,5)	(650)	5-30 (3Э, 8 К)	1,3 С
2Т812Б	n-p-n	аАО.339.193 ТУ	10 (17)	500 (2,5)	(650)	5-30 (3Э, 8 К)	1,3 С
2Т818А	p-n-p	аАО 339 141 ТУ	15(20)	100 (1)	100 (80)	20 (5Б, 5К)	2,5 Ы
2Т818Б	p-n-p	аАО.339.141 ТУ	15 (20)	80 (1)	80 (60)	20 (5Б, 5К)	2,5 Ы
2Т818В	p-n-p	аАО.339 141 ТУ	15 (20)	60 (1)	60 (40)	20 (5Б, 5К)	2,5 Ы
2Т819А	n-p-n	аАО.339 142 ТУ	15 (20)	100 (1)	100 (80)	20 (5Б, 5К)	2,5 Ы
2Т819Б	n-p-n	аАО.339.142 ТУ	15 (20)	80 (1)	80 (60)	20 (5Б, 5К)	2,5 Ы
2Т819В	n-p-n	аАО.339 142 ТУ	15 (20)	60 (1)	60 (40)	20 (5Б, 5К)	2,5 Ы
2Т827А	n-p-n	аАО.339.119 ТУ	20 (40)	100 (2)	100 (100)	750-18000 (3Э, 10К)	4,5 Р
2Т827Б	n-p-n	аАО 339 119 ТУ	20 (40)	80 (2)	80 (80)	750-18000 (3Э, 10К)	4,5 Р
2Т827В	n-p-n	аАО.339 119 ТУ	20 (40)	60 (2)	60 (60)	750-18000 (3Э, 10К)	4,5 Р
2Т830А	p-n-p	аАО 339 139 ТУ	2 (4)	30 (0,6)	35 (25)	25-55 (1Б, 1Э)	0,8 В
2Т830Б	p-n-p	аАО.339 139 ТУ	2 (4)	50 (0,6)	60 (45)	25-55 (1Б, 1Э)	0,8 В
2Т830В	p-n-p	аАО.339.139 ТУ	2 (4)	70 (0,6)	80 (60)	25-55 (1Б, 1Э)	0,8 В
2Т830Г	p-n-p	аАО 339 139 ТУ	2 (4)	90 (0,6)	100 (80)	20-50 (1Б, 1Э)	0,8 В
2Т831А	n-p-n	аАО 339.140 ТУ	2 (4)	30 (0,6)	35 (25)	25-200 (1Б, 1Э)	0,8 В
2Т831Б	n-p-n	аАО 339 140 ТУ	2 (4)	50 (0,6)	60 (45)	25-200 (1Б, 1Э)	0,8 В
2Т831В	n-p-n	аАО.339.140 ТУ	2 (4)	70 (0,6)	80 (60)	25-200 (1Б, 1Э)	0,8 В
2Т831Г	n-p-n	аАО.339.140 ТУ	2 (4)	90 (0,6)	100 (80)	20-150 (1Б, 1Э)	0,8 В
2Т841А	n-p-n	аАО.339.267 ТУ	10 (15)	600 (1,5)	600 (350)	12-45 (5Б, 5Э)	1,2 Р
2Т841Б	n-p-n	аАО.339.267 ТУ	10 (15)	400 (1,5)	400 (250)	12-45 (5Б, 5Э)	1,2 Р

1	2	3	4	5	6	7	8
2Т841В	n-p-n	аАО 339.267 ТУ	10 (15)	800 (1,5)	800 (400)	(10)	2,5 Р
2Т847А	n-p-n	аАО.339 361 ТУ	15 (25)	650 (1,5)	(360)	8-25 (3Э, 15К)	0,8 С
2Т847Б	n-p-n	аАО.339.361 ТУ	15 (25)	650 (1,5)	(400)	8 (3Э, 15К)	3 Р
2Т848А	n-p-n	аАО.339 512 ТУ	15	400 (2)	(400)	20 (5Э, 15К)	
2Т856А	n-p-n	аАО 339.383 ТУ	10 (12)	950 (1,5)	1000 (450)	10-30 (5Э, 5К)	2 Р
2Т856Б	n-p-n	аАО 339 383 ТУ	10 (12)	750 (1,5)	800 (400)	10-60 (5Э, 5К)	2 Р
2Т862А	n-p-n	аАО.339.417 ТУ	15 (30)	250 (2)	450 (250)	10-100 (5Э, 15К)	1 Р
2Т862Б	n-p-n	аАО.339 417 ТУ	15 (25)	250 (2)	450 (250)	10-100 (5Э, 15К)	1 Р
2Т862В	n-p-n	аАО 339 417 ТУ	10 (15)	350 (1,5)	600 (350)	12-50 (5Э, 5К)	2 Р
2Т862Г	n-p-n	аАО.339 417 ТУ	10 (15)	400 (1,5)	600 (400)	12-50 (5Э, 5К)	2 Р
2Т866А	n-p-n	аАО 339 431 ТУ	20 (20)	160 (1,5)	200 (100)	15-100 (10Б, 10ЭИ)	0,1 С
2Т867А	n-p-n	аАО.339 439 ТУ	25 (40)	300 (1,2)	(200)	12-100 (5Э, 20КИ)	1,3 Р
2Т878А	n-p-n	аАО.339.574 ТУ	25 (30)	800 (1,5)	800 (400)	12-50 (5Э, 10К)	2,5 Р
2Т878Б	n-p-n	аАО.339.574 ТУ	25 (30)	800 (1,5)	600 (300)	12-50 (5Э, 10К)	2,5 Р
2Т878В	n-p-n	аАО.339 574 ТУ	25 (30)	600 (1,5)	600 (450)	12-50 (5Э, 10К)	2,5 Р
2Т885А	n-p-n	аАО.339 724 ТУ	40 (60)	400 (2,2)	400	12 (5Э, 20К)	2 Р
2Т885Б	n-p-n	аАО.339 724 ТУ	40 (60)	500 (2,5)	500	12 (5Э, 20К)	2 Р
2Т887А	p-n-p	аАО.339.781 ТУ	2 (5)	700 (1,4)	700 (600)	20-120 (9Б, 1Э)	(0,7-5) Р
2Т887Б	p-n-p	аАО 339 781 ТУ	2 (5)	600 (1,4)	600 (500)	20-120 (9Б, 1Э)	(0,7-5) Р
2Т888А	p-n-p	аАО.339.782 ТУ	0,1 (0,2)	900 (1)	900 (800)	30-120 (3К; 0,02Э)	1,5 Р
2Т888Б	p-n-p	аАО 339.782 ТУ	0,1 (0,2)	600 (1)	600 (600)	30-120 (3К, 0,02Э)	1,5 Р
2Т892А	n-p-n	АЕЯР 432140.102ТУ	15 (30)	400 (1,8)	400 (400)	300 (10Э, 5К)	5
2Т892Б	n-p-n	АЕЯР.432140.102ТУ	15 (30)	350 (1,8)	350 (350)	300 (10Э, 5К)	5

1 — тип транзистора;

2 — тип проводимости;

3 — технические условия;

4 — максимально допустимый постоянный (импульсный) ток коллектора, А, не более;

5 — максимально допустимое постоянное напряжение коллектор-эмиттер (напряжение насыщения коллектор-эмиттер)/максимально допустимое импульсное напряжение коллектор-эмиттер (напряжение насыщения коллектор-эмиттер)/, В, не более;

6 — максимально допустимое постоянное напряжение коллектор-база (граничное напряжение), В, не более;

7 — статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером (при напряжении: Б — коллектор-база, Э — коллектор-эмиттер, В и токе К-коллектора, Б-базы, Э-эмиттера, А), не менее;

8 — время: Р — рассасывания, В — включения, Ы — выключения, С — спада импульса, мкс, не более.

Область безопасной работы дается в технических условиях на транзисторы обычно при температуре корпуса θ_{K1} (рис. 5.4), соответствующей максимальной мощности рассеивания. При дальнейшем

повышении температуры корпуса допустимая максимальная мощность рассеивания P_{max} определяется зависимостью

$$P_{max} = (\theta_п - \theta_{ki}) / R_{\theta_{п\text{-}k}},$$

где $\theta_п$ — допустимая температура перехода транзисторной структуры;

θ_{ki} — температура корпуса; i=1, 2, ..., n;

$R_{\theta_{п\text{-}k}}$ — тепловое сопротивление переход-корпус.

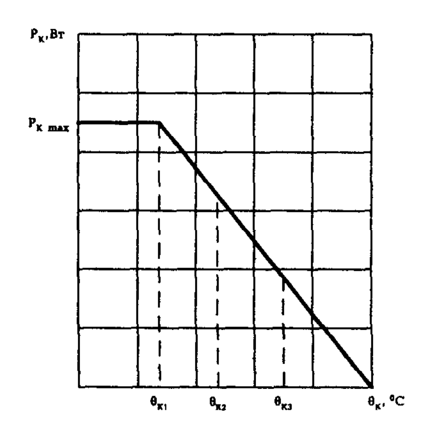


Рис. 5.4. Зависимость постоянной рассеиваемой мощности от температуры

При температуре корпуса θ_2 или θ_3 допустимая мощность рассеивания снижается (рис. 5.4) и отрезок 2 смещается (рис. 5.5). Температура корпуса оказывает незначительное влияние на положение отрезка 3. Отрезки 1 и 4 приводятся в технических условиях на транзисторы для всего диапазона рабочих температур. С увеличением температуры корпуса положение отрезка 5 изменяется, перемещая границу допустимого напряжения $U_{КЭо.гр}$ в сторону меньших значений (рис. 5.5).

При импульсном режиме по сравнению со статическим, а также с уменьшением длительности импульса границы области безопасных режимов смещаются в сторону увеличения значений тока и напряжения. На рис. 5.1 показаны пунктиром смещения отрезков 2...5 для различных значений длительности импульсов

$$t_{и1} > t_{и2} > t_{и3}.$$

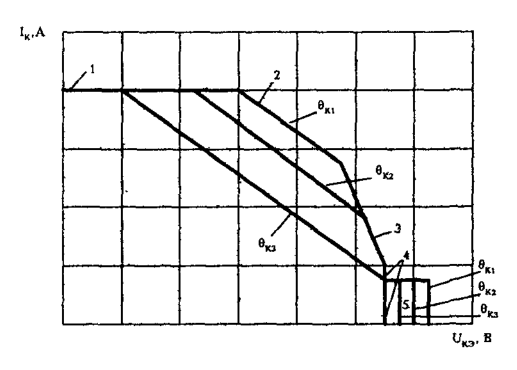


Рис. 5.5. Область безопасной работы при различных температурах корпуса

Допустимый максимальный импульсный ток существенно превышает допустимый максимальный постоянный ток. Если длительность импульса составляет десятки микросекунд, то отрезок 3 становится весьма коротким и работа транзистора будет определяться лишь максимальным значением тока и мощностью вторичного пробоя.

Различают два вида вторичного пробоя: тепловой и токовый [27]. Тепловой вторичный пробой происходит вследствие неоднородности проводимости кристалла в отдельных областях его поверхности и, следовательно, неравномерности плотности тока и распределения температуры по поверхности кристалла. При этом образуются локальные участки с повышенной температурой, где через определенный промежуток времени происходит проплавление кристалла вплоть до короткого замыкания цепи коллектор-эмиттер. При обратном смещении цепи эмиттер-база в процессе выключения транзистора вторичный пробой наступает при меньших значениях импульсной мощности по сравнению с режимом прямого смещения указанной цепи в процесссе включения транзистора. Это объясняется концентрацией избыточных носителей в центральной зоне под действием поперечного поля в области базы, которая тем сильнее, чем больше запирающий ток во входной цепи.

При работе в режиме переключения транзистор характеризуется рядом временных параметров, показанных на рис. 5.6 при включении транзистора по схеме с общим эмиттером. При подаче на вход транзистора отпирающего сигнала $U_{вкл}$ ток в его коллекторе из-за инерционности носителей появляется с задержкой на время $t_{зад}$. Затем в течение времени нарастания $t_{нар}$ ток коллектора достигает

своего максимального значения $I_{Кнас}$, а напряжение насыщения $U_{КЭнас}$ становится минимальным.

Таким образом, время включения транзистора

$$t_{вкл} = t_{зад} + t_{нар}.$$

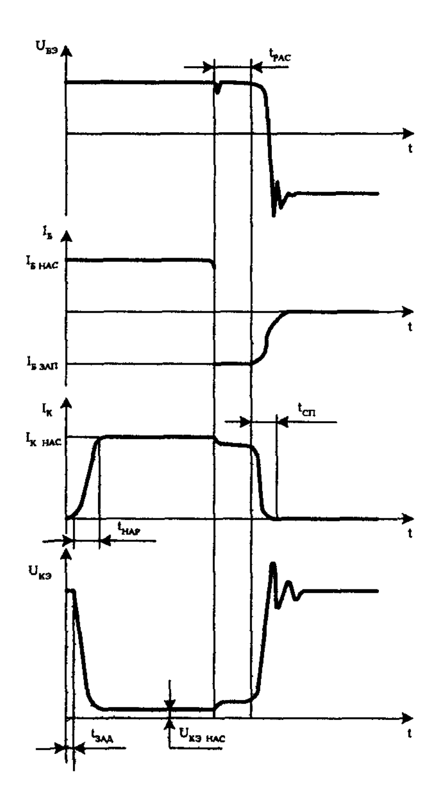


Рис. 5.6. Временны́е параметры транзисторов

При запирании транзистора, когда на его вход подается отрицательное напряжение и начинает протекать запирающий ток, транзистор еще некоторое время не выходит из режима насыщения. Это время $t_{рас}$ обусловлено рассасыванием неосновных носителей в полупроводниковой структуре. При выходе транзистора из режима насыщения в режим усиления происходит нарастание напряжения на переходе коллектор-эмиттер и спад тока коллектора. В течение времени спада $t_{сп}$ происходит перезаряд емкости коллекторного

перехода. Значение $t_{сп}$, приводимое в технических условиях, измеряется при активной нагрузке. При этом интервал времени между моментом подачи запирающего сигнала в цепь базы и моментом, когда напряжение на коллекторе достигнет своего установившегося значения, является временем выключения транзистора

$$t_{выкл} = t_{рас} + t_{сп}.$$

Значения величин $t_{рас}$ и $t_{сп}$ указываются в технических условиях на транзисторы при конкретных значениях отпирающего и запирающего токов, определенном соотношении токов $I_К / I_Б$, а также при нормированном значении $I_К$ и $U_{КЭ}$. В реальных схемах источников электропитания базовый и коллекторный токи, а также переключаемое напряжение имеют значительный разброс, что необходимо учитывать при проектировании. Время рассасывания $t_{рас}$ учитывается при определении минимальной паузы в управлении транзисторов, а время спада $t_{сп}$ — при расчете динамических потерь в процессе переключения.

После того, как транзистор закроется и перейдет в режим отсечки, к управляющему переходу база-эмиттер может быть приложено обратное напряжение $U_{БЭ}$, которое указывается в технических условиях и обычно имеет значение (4...6) В.

Наиболее опасным для транзистора является режим выключения индуктивной нагрузки, при котором возникают значительные пиковые перегрузки по мощности, определяющие динамические потери. При этом траектория переключения принимает нежелательный вид, что создает предпосылки для обратносмещенного вторичного пробоя. Использование данных, приведенных в технических условиях, не позволяет с достаточной точностью оценить длительности спада и фронта коммутируемых силовым транзистором токов и напряжений.

При значительной скорости нарастания напряжения $U_{КЭ}$ происходит критический рост плотности эмиттерного тока в центре эмиттерной дорожки и лавинная инжекция развивается при сравнительно низких напряжениях. При длительном затягивании фронта увеличивается продолжительность нахождения рабочей точки в области тепловой неустойчивости. Если при этом длительность времени $t_{гп}$ прохождения области устойчивых “горячих пятен” превышает время задержки развития вторичного пробоя, то транзистор выходит из строя. Установлено, что с ростом напряжения $U_{КЭ}$, т. е. с расширением области устойчивых “горячих пятен”, уменьшается время задержки развития вторичного пробоя.

Если в технических условиях не приводится область безопасной работы в режиме обратного смещения, то целесообразно ориентироваться на сочетания переключаемых токов и напряжений, при которых проводятся измерения $t_{сп}$ и $t_{рас}$.

Одним из способов обеспечения надежной работы транзисторов является также использование малонасыщенных и ненасыщенных режимов, обеспечение сравнительно небольших запирающих токов $I_{Бзап} < (0,2...0,3)\ I_{Кнас}$, строгий контроль за соблюдением положения динамической траектории переключения в пределах области безопасной работы.

Форма импульса мощности в процессе переключения определяется взаимным расположением и длительностью фронтов $I_К$ и $U_{КЭ}$, которые зависят от характера и значения нагрузки, характера изменения и значения отпирающего и запирающего токов базы, частотных свойств и технологии изготовления транзистора. Создание транзистора с оптимальным сочетанием основных параметров ($U_{КБО}$, $U_{КЭОгр}$, $I_{Кmax}$, $U_{КЭнас}$, $t_{вкл}$, $t_{сп}$) является достаточно сложной конструкторско-технологической задачей, требующей компромиссных решений.

Мощные биполярные транзисторы можно условно разделить на две группы по расположению в транзисторной структуре высокоомного слоя: в области коллектора или в области базы (с равномерно легированной базой). Для переключательных транзисторов, к которым предъявляются высокие требования по частотным свойствам и значению пробивного напряжения, единственно возможной является структура с высокоомным слоем в области коллектора. Основными методами создания таких транзисторов являются метод тройной диффузии с использованием в качестве исходного материала монокристаллического кремния и метод двойной диффузии на основе высокоомных эпитаксиальных структур n-n^+ типа (для транзисторов с n-p-n структурой).

Метод тройной диффузии реализуется путем создания n^+ слоя в коллекторе и последовательной диффузии примеси p и n типа для получения базовых и эмиттерных областей. Необходимо подчеркнуть, что для создания переключательных транзисторов предпочтительной является структура с эпитаксиальным коллектором, так как она позволяет обеспечить существенно лучшие ключевые свойства. Это достигается, в основном, за счет существенно меньшего по сравнению со структурами с тройной диффузией переходного n-n^+ слоя в коллекторе. Указанный слой является местом накопления

неосновных носителей, но с точки зрения обеспечения необходимого пробивного напряжения он является лишним. Кроме того, в эпитаксиальных транзисторах возможно обеспечить со значительно большей точностью необходимую толщину высокоомного слоя, что в конечном счете позволяет при одинаковых пробивных напряжениях уменьшить время $t_{сп}$ и напряжение $U_{КЭнас}$. Основным ограничением здесь являются параметры эпитаксиальных структур, так как получение эпитаксиального слоя большой толщины с высоким удельным сопротивлением является достаточно сложной задачей. Распределение примеси в транзисторной структуре с эпитаксиальным коллектором показано на рис. 5.7.

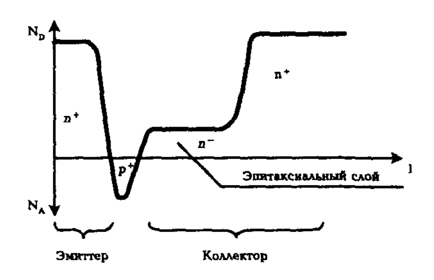


Рис. 5.7. Распределение примеси в транзисторной структуре, полученной двойной диффузией с эпитаксиальным коллектором

Эпитаксиальные n-n^+ структуры с удельным сопротивлением до (40...60) Ом см и толщиной до (80...100) мкм позволяют создавать быстродействующие переключательные транзисторы с пробивными напряжениями до (800...1000) В и значениями граничного напряжения до (400...500) В. Примером мощного переключательного транзистора может служить прибор типа 2Т885А,Б (см. табл. 5.2). Этот транзистор создан методом двойной диффузии (см. рис. 5.7) и является полностью планарным, т. е. имеет планарный переход эмиттер-база и планарный высоковольтный переход коллектор-база.

Преимущества планарной технологии общеизвестны как с точки зрения технологичности, так и с точки зрения надежности прибора. При прочих равных условиях пробивное напряжение планарного перехода всегда существенно ниже пробивного напряжения аналогичного меза-перехода. С целью повышения пробивного напряжения одновременно с основным диффузионным переходом создаются один или несколько кольцевых переходов, ограничивающих электрическое поле на поверхности структуры (рис. 5.8). Кольцевой

переход расположен на таком расстоянии от основного, что при напряжении, значительно меньшем пробивного, пространственный заряд основного перехода инициирует проводимость зазора между основным переходом и кольцом. При дальнейшем увеличении напряжения после появления проводимости в зазоре напряженность электрического поля на основном переходе не будет возрастать. Таким образом, кольцевой переход действует как делитель напряжения.

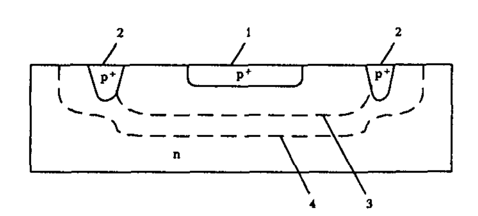


Рис. 5.8. Планарный переход с делительным кольцом:
1 — основной переход; 2 — делительное кольцо; 3 — область пространственного заряда при напряжении прокола кольца;
4 — область пространственного заряда при более высоком напряжении

Метод создания высоковольтных планарных переходов с линейно увеличивающимся расстоянием между делительными кольцами использован при создании ряда мощных переключательных транзисторов (2Т862, 2Т866, 2Т885 и др.). Существенной особенностью транзисторов 2Т885 является их двухкристальная конструкция. Это вызвано тем, что увеличение максимального тока транзистора можно обеспечить лишь увеличением площади и периметра эмиттера и, следовательно, пдощади всей транзисторной структуры. Однако увеличение площади ведет к уменьшению пробивного напряжения из-за наличия неоднородностей исходного материала. Поэтому предпочтительно использование многокристальной конструкции с кристаллами относительно небольшой площади. При этом необходим подбор кристаллов по времени выключения, так как неодновременное выключение кристаллов может привести к катастрофическому отказу.

В случае двухкристальной конструкции подбор кристаллов осуществляется использованием их из одной пластины. В транзисторе 2Т885 каждый кристалл имеет размер 5,2×7,2 мм. Для размещения этих кристаллов используется металлокерамический корпус КТ-61А с плоскими выводами (рис. 5.9).

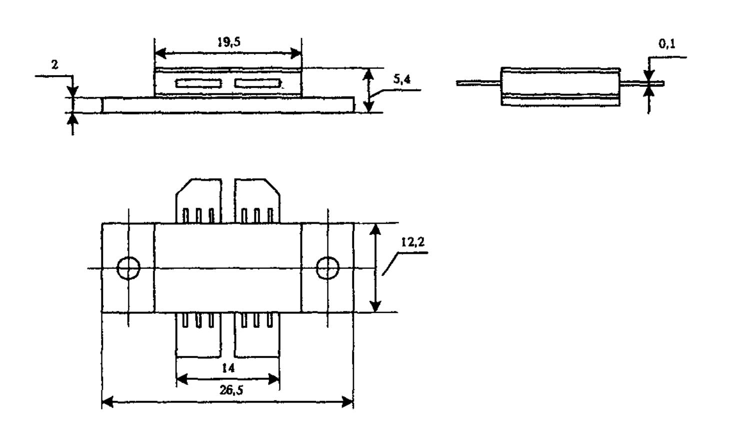


Рис. 5.9. Конструкция корпуса КТ-61А

Потери мощности в биполярных транзисторах, работающих в режиме ключа, можно разделить на потери статические и динамические. Статические потери $P_{ст}$ определяются суммой потерь в состояниях насыщения $P_{нас}$ и отсечки $P_{отс}$:

$$P_{ст} = P_{нас} + P_{отс} = I^2_{т.д}\, R_{нас} + I_{Бср}\, U_{ЭБнас} + I_{Ко}\, U_{КЭ}(1 - \gamma),$$

где $I_{т.д}$ — действующее значение тока транзистора;
$I_{Бср}$ — среднее значение тока базы;
$R_{нас} = U_{КЭнас} / I_{Кном}$ — сопротивление насыщения;
$U_{КЭнас}$ и $U_{БЭнас}$ — остаточные напряжения в режиме насыщения в силовой и входной цепях соответственно;
$I_{Ко}$ — ток коллектора закрытого транзистора;
$U_{КЭ}$ — напряжение на закрытом транзисторе;
$\gamma = t_и / T$ — коэффициент заполнения;
$t_и$ — длительность импульса.

Потери мощности динамические определяются зависимостью:

$$P_{дин} = P_{и.вкл}\, t_{вкл} / T + P_{и.выкл}\, t_{выкл} / T,$$

где $P_{и.вкл}$ и $P_{и.выкл}$ — импульсная (пиковая) мощность в процессе включения и выключения транзистора соответственно;
T — период коммутации транзистора;
$t_{вкл}$ и $t_{выкл}$ — эквивалентное время рассеивания мощности в процессе включения и выключения соответственно.

5.1.2. Полевые транзисторы

Полевые транзисторы характеризуются семейством выходных вольт-амперных характеристик, т. е. зависимостью тока стока $I_С$ от напряжений сток-исток $U_{СИ}$ и затвор-исток $U_{ЗИ}$.

Для малых приращений тока стока справедлива зависимость:

$$dI_С = \frac{\partial i_С}{\partial u_{ЗИ}} du_{ЗИ} + \frac{\partial i_С}{\partial u_{СИ}} du_{СИ} = S du_{ЗИ} + \frac{du_{СИ}}{R_{вн}},$$

где параметр $S = \partial i_С / \partial u_{ЗИ} \approx \Delta i_С / \Delta u_{ЗИ}$ — крутизна;
$R_{вн} = \partial u_{СИ} / \partial i_С \approx \Delta u_{СИ} / \Delta i_С$ — внутреннее сопротивление транзистора.

Эти параметры зависят от постоянной составляющей тока стока, т. е. от положения рабочей точки на вольт-амперной характеристике. Транзисторы с большими допустимыми токами стока имеют высокие значения крутизны S, так как площадь затвора при этом достаточно велика и транзистор хорошо управляем.

Область безопасной работы полевого транзистора определяется его предельными параметрами [48]:

- максимально допустимым рабочим током стока;
- напряжением пробоя сток-исток;
- максимальной рассеиваемой мощностью.

В табл. 5.3 помещены основные параметры полевых транзисторов, используемых в источниках электропитания в режиме переключения. В этом режиме рассеиваемая транзистором мощность определяется потерями на сопротивлении в открытом состоянии, потерями при переключении, потерями в цепи затвора. Последний вид потерь существенно меньше по сравнению с потерями на сопротивлении в открытом состоянии. Таким образом, сопротивление полевого транзистора в открытом состоянии является определяющим при оценке потерь.

Таблица 5.3. Параметры полевых переключательных транзисторов с рассеиваемой мощностью более 1,5 Вт

1	2	3	4	5	6	7	8	9
2П701А	n	500	5 . 17	3,5	1000 1200	17,5	800 2100	КТ-57
2П701Б	n	400		2,8				
КП702А	n	300	8 16	1	950	17,5	800 .2100	КТ-57
2П703А	n	150	12 25	1,1	1500	60	800	
2П703Б	n			0,9				

Продолжение табл 5 3

1	2	3	4	5	6	7	8	9
КП704А	n	180	10	0,35	1350	8	1000.. 2500	КТ-28-2
КП704Б	n			0,5				
КП705А	n	1000	5,4	4,3	1700	40	1000 1300	КТ-9
КП705Б	n	800	5,4	3,3				
КП705В	n	800	5,4	3,3				
2П706А	n	500	15	0,8	2500	21	1500	КТ-61А
2П706Б	n	400		0,5				
2П706В	n	400		0,65				
КП707А	n	400	15	1	1600	50	1500	КТ-10-3-20
КП707Б	n	600	10	2				
КП707В	n	800	7	3				
КП707Г	n	700	8	2,5				
КП707Д	n	500	12	1,5				
КП707Е	n	750	8	5,0				
КП709А	n	600	4	2	650	35	2000	
КП709Б	n	600	4	2,5				
2П802А	СИТ	500	2,5	3	2500	8	800...2000	КТ-9
2П803А	n	1000	2,6	5	1100	60	750.. 1200	КТ-57
2П803Б	n	800	3	4,5				
2П804	n	60	4	0,45	150	2	800	КТ-27
КП805А	n	600	8	2,0	1300	60	2500...4500	КТ-28
КП805Б	n	600	8	2,5	1300	60		
КП805В	n	500	8	2,0	1300	60		
КП809А	n	400	25	0,3	3000	50	1500	КТ-9
КП809Б	n	500	200	0,6				
КП809В	n	600	15	1,2				
КП809Г	n	700	15	1,5				
КП809Д	n	800	10	1,8				
КП809Е	n	750	8	2,5				
КП810А	СИТ	650	7	0,2		50		КТ-43-2
КП810Б	СИТ	650						
КП810В	СИТ	700						
КП812А	n	60	35	0,03		50		
КП813А	n	200	22	0,12	2700	60	9000	КТ-9
КП813Б	n	200	22	0,18	2700	60	9000	
2П815А	n	400	20	0,3	5600	40	4500	КТ-61А
2П815Б	n	500	16	0,8				
2П815В	n	400	16	0,5				
2П815Г	n	500	12	1,0				
2П816А	n	800	20	1	2600	40	10 000	
2П816Б	n	800	20	1				
2П816В	n	1000	18	1,2				
2П816Г	n	1000	18	1,2				
КП921А	n	45	10	0,13	1500	8	800. 1500	КТ-28
2П922А	n	100	10	0,2	1500...2000	45	1000 2100	КТ-9
2П922Б	n			0,4				
2П926А	СИТ	450	16,5	0,1		40	2000	КТ-9
2П926Б	СИТ	400						
2П934А	СИТ	450	10	0,07		25		

1	2	3	4	5	6	7	8	9
2П938А	СИТ	500	15	0,07			20*	КТ-9
2П938Б	СИТ	500						
2П938В	СИТ	450						
2П938Г	СИТ	400						
2П938Д	СИТ	300						
2П942А	СИТ	800	10	0,2			5*	КТ-9
2П942Б	СИТ	700						
2П942В	СИТ	600						
КП946А	СИТ	300	15	0,15		40		КТ-28-2
КП946Б	СИТ	200						
КП948А	СИТ	400	5	0,15		20		КТ-28-2
КП948Б	СИТ	300						
КП948В	СИТ	350						
КП948Г	СИТ	250						
КП953А	СИТ	450	15	0,06		50		КТ-43
КП953Б	СИТ	300						
КП953В	СИТ	450						
КП953Г	СИТ	300						
КП954А	СИТ	90	20	0,03		40		КТ-28-2
КП954Б	СИТ	60						
КП954В	СИТ	25		0,02				
КП954Г	СИТ	15						
КП955А	СИТ	400	25	0,05		50		КТ-43
КП955Б	СИТ	200		0,04				
КП956А	СИТ	350	2	0,4		10		КТ-27
КП956Б	СИТ	200						
КП957А	СИТ	400	1	0,6		10		КТ-27
КП957Б	СИТ	250						

* Значение статического коэффициента передачи тока.

В статическом режиме максимально допустимая мощность $P_{\text{ст}max}$, рассеиваемая транзистором, определяется зависимостью:

$$P_{\text{ст}max} = (T_{\text{кр}max} - T_{\text{корп}}) \,/\, R_{\text{т.ст}},$$

где $T_{\text{кр}max}$ — максимальная температура кристалла;
$T_{\text{корп}}$ — температура корпуса транзистора;
$R_{\text{т.ст}}$ — тепловое сопротивление в статическом режиме.

С другой стороны, максимально допустимая мощность

$$P_{\text{ст}max} = I^2_{\text{С}max} R_{\text{СИоткр}},$$

где $R_{\text{СИоткр}}$ — сопротивление цепи сток-исток в открытом состоянии транзистора.

Из приведенных зависимостей определяется тепловое сопротивление в статическом режиме:

$$R_{т.ст} = \frac{T_{крmax} - T_{корп}}{I^2_{Cmax}\, R_{СИоткр}}.$$

При импульсном режиме, в отличие от статического, необходимо учитывать инерционность тепловых процессов. В связи с этим температура кристалла транзистора, работающего в импульсном режиме, зависит как от среднего значения подводимой к прибору мощности, так и от частоты импульсной последовательности. При расчетах тепловых и электрических режимов устройств с мощным транзистором пользуются понятием динамического (импульсного) теплового сопротивления $R_{т.имп}$. Для статического и импульсного теплового сопротивлений одного и того же транзистора должно выполняться условие

$$R_{т.имп} \le R_{т.ст}.$$

Максимально допустимая импульсная мощность, рассеиваемая прибором,

$$P_{импmax} = I_{Симп}\, U_{СИимп} = (T_{крmaxимп} - T_{корп}) / R_{т.имп}, \quad (5.1)$$

где $T_{крmaxимп}$ — максимальная температура кристалла в динамическом режиме.

На рис. 5.10 приведены в качестве примера области безопасной работы транзистора КП922 в статическом (характеристика 1) и импульсных (характеристики 2...4) режимах работы. Зависимости определялись при длительности импульса $t_и$ = 10 мкс и различных коэффициентах $k_з$ заполнения импульсной последовательности. При этом температура корпуса поддерживалась на уровне 25 °C за счет интенсивного воздушного охлаждения радиатора транзистора. Семейство выходных вольт-амперных характеристик и передаточные характеристики в импульсном режиме работы транзистора КП922 приведены на рис. 5.11 и 5.12 соответственно. Крутизна S составила (4...5) А/В при напряжении $U_{СИ}$ = (20...60) В. На рис. 5.13 показана зависимость отношения сопротивлений $R_{т.имп}$ / $R_{т.ст}$ от длительности импульса $t_и$ при различных коэффициентах заполнения $k_з$ (от 0,01 до 1).

С помощью приведенных характеристик и зависимости (5.1) находится максимально допустимая импульсная мощность рассеивания для различных значений коэффициента заполнения и длительности импульса. Из характеристик следует, что область безопас-

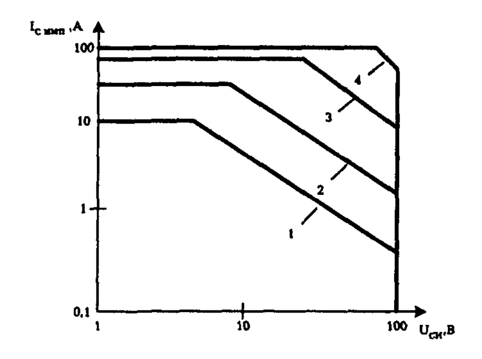


Рис. 5.10. Области безопасной работы транзистора КП922 при коэффициентах заполнения $k_з = 0{,}5$ (характеристика 2), $k_з = 0{,}1$ (характеристика 3), $k_з = 0{,}01$ (характеристика 4)

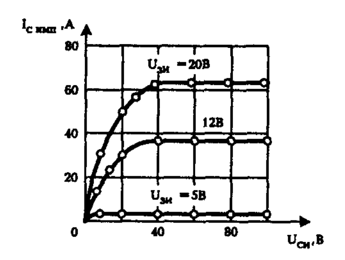


Рис. 5.11. Выходные вольт-амперные характеристики полевого транзистора в импульсном режиме

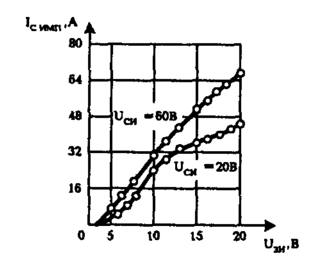


Рис. 5.12. Передаточные характеристики полевого транзистора в импульсном режиме

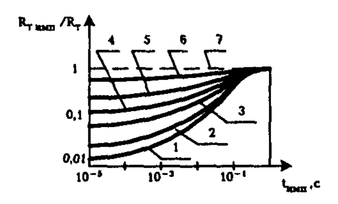


Рис. 5.13. Зависимость импульсного теплового сопротивления от длительности импульса при значениях $k_з$: 0,01(1); 0,02(2); 0,05(3); 0,1(4); 0,2(5); 0,5(6); 1(7)

ной работы транзистора типа КП922 в статическом режиме ограничивается током 10 А, максимальным напряжением сток-исток 120 В и рассеиваемой мощностью (40...50) Вт. В импульсном режиме (при длительности импульса 10 мс и коэффициенте заполнения 0,01) область безопасной работы ограничивается максимально допустимым импульсным током стока 67 А, максимальным напряжением сток-исток 120 В и рассеиваемой импульсной мощностью примерно 6 кВт.

В таблице 5.3 приняты следующие обозначения:

1 — тип прибора;

2 — тип проводимости;

3 — максимально допустимое постоянное напряжение сток-исток, В;

4 — ток стока, А, не более;

5 — сопротивление сток-исток в открытом состоянии, Ом, не более;

6 — емкость затвор-исток, пФ;

7 — максимально допустимая мощность рассеивания, Вт;

8 — крутизна характеристики, мА/В, не менее;

9 — тип корпуса.

5.2. Диоды

Основными характеристиками диода являются допустимое обратное напряжение, время восстановления этого напряжения и допустимый прямой ток. При импульсном характере тока его максимальное значение не должно превышать допустимого уровня с учетом заданных значений длительности и скважности импульсов.

Потери мощности $P_{д.ст}$ в диоде для статического режима работы определяются из зависимости

$$P_{д.ст} = \Delta U_д I_{д.ср},$$

где $\Delta U_д$ — падение напряжения на диоде при среднем значении тока $I_{д.ср}$.

При частоте коммутации, равной десяткам килогерц, диод должен иметь малое время перехода из открытого состояния в закрытое или обратно. Это время определяет динамические потери диода и максимальное значение всплеска тока ключевого транзистора инвертора, при отпирании которого происходит выключение соответствующего диода выпрямителя.

В источниках электропитания с входным напряжением 380 В трехфазного тока частоты 50 Гц рабочее напряжение может достигать 600 В. В таких цепях используются диоды с допустимым рабочим напряжением не ниже 1000 В.

При работе в составе инвертора время восстановления $t_{вос}$ обратного сопротивления диодов должно быть в несколько раз меньше времени включения транзисторов $t_{вкл}$. Если время $t_{вкл}$ составляет примерно 1 мкс, то время $t_{вос}$ не должно превышать значения (0,25...0,3) мкс.

Характеристики выпрямительных диодов со средним значением прямого тока менее 10 А приведены в табл. 5.4, а диодов со средним значением прямого тока более 10 А — в табл. 5.5. В табл. 5.4 и 5.5 приняты следующие обозначения: 1 — тип диода; 2 — максимально допустимое постоянное (импульсное) обратное напряжение, В, не более; 3 — максимально допустимый средний прямой ток, А, не более; 4 — максимально допустимый постоянный (импульсный) прямой ток, А, не более; 5 — предельная частота (рабочая частота), кГц, не более; 6 — время обратного восстановления, мкс, не более.

Для выпрямления тока частоты менее 1000 Гц предназначены сборки типа КЦ419 из кремниевых диффузионных диодов, включенных по однофазной мостовой схеме. Сборки изготавливают в климатическом исполнении УХЛ. Корпус (рис. 5.14) изолирован от токоведущих частей для установки на металлический охладитель. Электрическая прочность изоляции между основанием сборки и ее электрическими выводами составляет 1500 В. Температура корпуса не должна превышать 85 °C при температуре окружающей среды от минус 60 до +70 °C.

Основные характеристики диодных сборок типа КЦ419 приведены в табл. 5.6.

Таблица 5.4. Диоды выпрямительные и наборы со средним значением прямого тока не более 10 А

1	2	3	4	5	6
2Д203А	420 (600)	10	10 (100)	1	—
2Д203Б	560 (800)				
2Д203В	560 (800)				
2Д203Г	700 (1000)				
2Д203Д	700 (1000)				
2Д204А	400 (400)	0,4	(0,8)	50	1,5
2Д204Б	200 (200)	0,6	(1,2)		
2Д204В	50 (50)	1	(2)		
2Д206А	400	5	(100)	(1)	10
2Д206Б	500				
2Д206В	600				
2Д210А	800	10	10 (50)	(1)	—
2Д210Б	800				
2Д210В	1000				
2Д210Г	1000				
2Д212А	200 (200)	—	1 (50)	100	0,3
2Д212Б	100 (100)				
2Д213А	200 (200)	10	10 (100)	100	0,3
2Д213Б	200 (200)				0,17
2Д213В	100 (100)				0,3
2Д213Г	100 (100)				0,17
2Д219А	15 (15)	10	(250)	(200)	—
2Д219Б	20 (20)				
2Д220А	400 (400)	3	(60)	(20)	1
2Д220Б	600 (600)				
2Д220В	800 (800)				
2Д220Г	1000 (1000)				
2Д220Д	400 (400)				
2Д220Е	600 (600)				
2Д220Ж	800 (800)				
2Д220И	1000 (1000)				
2Д222АС	20 (20)	3	—	(200)	—
2Д222БС	30 (30)				
2Д222ВС	40 (40)				
2Д222ГС	20 (20)				
2Д222ДС	30 (30)				
2Д222ЕС	40 (40)				
2Д230А	400 (400)	3	3 (60)	(50)	0,5
2Д230Б	600 (600)				
2Д230В	800 (800)				
2Д230Г	1000 (1000)				
2Д230Д	400 (400)	3	3 (60)	20	1
2Д230Е	600 (600)				
2Д230Ж	800 (800)				
2Д230И	1000 (1000)				
2Д230К	100 (100)			(50)	0,05
2Д230Л	200 (200)				0,5

1	2	3	4	5	6
2Д231А	(150)	10	—	(200)	0,05
2Д231Б	(200)	10	—	(200)	0,05
2Д231В	(150)	10	—	(200)	0,1
2Д231Г	(200)	10	—	(200)	0,1
2Д234А	100 (100)	3	3 (30)	—	0,04
2Д234Б	200 (200)	3	3 (30)	—	0,04
2Д234В	400 (400)	3	3 (30)	—	0,04
2Д236А	600 (600)	1	1 (30)	(100)	0,115
2Д236Б	800 (800)	1	1 (30)	(100)	0,15
2Д237А	100 (100)	1	1(3)	(300)	0,05
2Д237Б	200 (200)	1	1(3)	(300)	0,05
2Д238АС	25 (25)	7,5	7,5 (15)	(200)	—
2Д238БС	35 (35)	7,5	7,5 (15)	(200)	—
2Д238ВС	45 (45)	7,5	7,5 (15)	(200)	—
2Д245А	400 (400)	10	10 (100)	200	0,07
2Д245Б	200 (200)	10	10 (100)	200	0,07
2Д251А	(50)	10	—	(200)	0,05
2Д251Б	(70)	10	—	(200)	0,05
2Д251В	(100)	10	—	(200)	0,05
2Д251Г	(50)	10	—	(200)	0,1
2Д251Д	(70)	10	—	(200)	0,1
2Д251Е	(100)	10	—	(200)	0,1
2Д253А	800 (800)	3	3 (10)	100	0,22
2Д253Б	800 (800)	1	1 (3)	100	0,22
2Д253В	600 (600)	3	3 (10)	100	0,22
2Д253Г	660 (600)	1	1 (3)	100	0,22
2Д253Д	400 (400)	3	3 (10)	100	0,22
2Д253Е	400 (400)	1	1 (3)	100	0,22
2Д254А	1000 (1000)	1	1 (3)	150	0,2
2Д254Б	800 (800)	1	1 (3)	150	0,2
2Д254В	600 (600)	1	1 (3)	150	0,2
2Д254Г	400 (400)	1	1 (3)	150	0,2
2Д510А	50 (70)	0,2	(1,5)	—	0,004
2Д522Б	50 (75)	0,1	(1,5)	—	0,004
2Д255А-5	60 (60)	3	3 (6)	(1000)	—
2Д255Б-5	80 (80)	3	3 (6)	(1000)	—
2Д255В-5	100 (100)	3	3 (6)	(1000)	—

Таблица 5.5. Диоды выпрямительные со средним значением прямого тока более 10 А

1	2	3	4	5	6
2Д239А	100(100)	15	20 (80)	500	0,05
2Д239Б	150(150)	15	20 (80)	500	0,05
2Д239В	200(200)	15	20 (80)	500	0,05
2Д2990А	600(600)	20	20 (100)	(200)	0,15
2Д2990Б	400(400)	20	20 (100)	(200)	0,15
2Д2990В	200(200)	20	20 (100)	(200)	0,15

1	2	3	4	5	6
2Д2997А	200(250)	30	30 (100)	(100)	0,2
2Д2997Б	100(200)				
2Д2997В	50(100)				
2Д2999А	200(250)	20	20 (100)	(100)	0,2
2Д2999Б	100(200)				
2Д2999В	50(100)				
2Д252А	80(80)	30	(60)	(10...200)	—
2Д252Б	100(100)	30	(60)		
2Д252В	120(120)	20	(40)		
2Д2995А	50(50)	25		(20...200)	0,05
2Д2995Б	70(70)				
2Д2995В	100(100)				
2Д2995Г	150(150)				
2Д2995Д	200(200)				
2Д2995Е	100(100)			(10. .200)	0,1
2Д2995Ж	150(150)				
2Д2995И	200(200)				
2Д2998А	15	30	(600)	(200)	—
2Д2998Б	25				
2Д2998В	35				
2Д4103-100	(20...150)	100			0,05; 0,1
2Д4103-125		125			
2ДШ112-32Х	(20, 30, 40)	40			0,032
2ДШ112-40Х		40			
2ДШ112-50Х		50			
2ДШ112-63Х		63			

Таблица 5.6. Основные характеристики сборок типа КЦ419

Тип диодной сборки	Классификационные параметры в нормальных климатических условиях	
	Обратное импульсное напряжение, В, не более	Прямой средний ток, А, не более
КЦ419А	50	2
КЦ419А1		5
КЦ419А2		10
КЦ419Б	100	2
КЦ419Б1		5
КЦ419Б2		10
КЦ419В	200	2
КЦ419В1		5
КЦ419В2		10
КЦ419Г	300	2
КЦ419Г1		5
КЦ419Г2		10

Тип диодной сборки	Классификационные параметры в нормальных климатических условиях	
	Обратное импульсное напряжение, В, не более	Прямой средний ток, А, не более
КЦ419Д	400	2
КЦ419Д1		5
КЦ419Д2		10
КЦ419Е	500	2
КЦ419Е1		5
КЦ419Е2		10
КЦ419Ж	600	2
КЦ419Ж1		5
КЦ419Ж2		10

Характеристики сборок типа 2Ц415 из краемниевых диффузионных диодов, соединенных по трехфазной мостовой схеме, приведены в табл. 5.7. Они предназначены для выпрямления переменного тока частоты до 1 кГц.

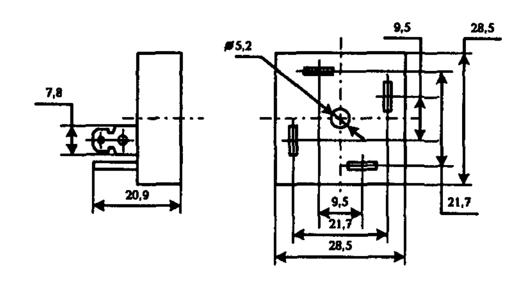


Рис. 5.14. Общий вид выпрямительной сборки типа КЦ419

Таблица 5.7. Характеристики диодных сборок 2Ц415

1	2	3	4	5
2Ц415А	50	10	50	1,3
2Ц415Б	100			
2Ц415В	200			
2Ц415Г	400			
2Ц415Д	600			

В табл. 5.7 приняты следующие обозначения: 1 — тип диодной сборки; 2 — импульсное обратное напряжение, В, не более; 3 — средний выпрямленный ток, А, не более; 4 — импульсный прямой ток, А, не более; 5 — постоянное прямое напряжение одного диода при $I_{пр}$ = 3 А, В, не более.

Допустимый средний выпрямленный ток зависит от температуры $T_к$ корпуса сборки. Эта зависимость показана на рис. 5.15. Общий вид сборки 2Ц415 приведен на рис. 5.16.

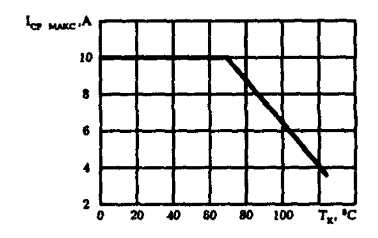


Рис. 5.15. Зависимость допустимого среднего выпрямленного тока от температуры корпуса

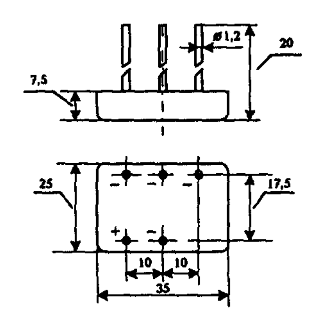


Рис. 5.16. Общий вид выпрямительной сборки типа 2Ц415

Выпрямительные столбы

В табл. 5.8 приведены основные характеристики выпрямительных столбов с обратным напряжением не ниже 2000 В в порядке возрастания допустимого прямого тока.

Таблица 5.8. Характеристики выпрямительных столбов

1	2	3	4	5	6
2Ц103А	2000 (2000)	0,01 (1)	12	2	(100)
2Ц106А	4000 (4000)	0,01 (1)	25	3,5	(20)
2Ц106Б	6000 (6000)				
2Ц106В	8000 (8000)				
2Ц106Г	10 000 (10 000)				
2Ц108А	(2000)	0,1	7,5	0,6...0,9	50
2Ц108Б	(4000)		7,6		
2Ц108В	(6000)		12		
2Ц119А	10 (10)	0,1 (0,5)	—	2,5	(20)
2Ц119Б				1,5	

1	2	3	4	5	6
2Ц202А	(2000)	0,5	3,5	—	(1)
2Ц202Б	(4000)		3,5		
2Ц202В	(6000)		7		
2Ц202Г	(8000)		7		
2Ц202Д	(10000)		7		
2Ц202Е	(15000)		12		
2Ц203А	(6000)	1	10	—	(1)
2Ц203Б	(8000)				
2Ц203В	(10000)				
2Ц204А	(6000)	1 (10)	—	0,22	—

Кремниевые диффузионные столбы типа 2Ц106 выполняются в пластмассовом корпусе. Они предназначены для работы в составе высоковольтных выпрямителей источников электропитания в диапазоне частот переменного тока от 0 до 20 кГц. При увеличении частот свыше 20 кГц значение тока $I_{пр}$ должно быть снижено в соответствии с рис. 5.17. Столбы допускают заливку диэлектрическими компаундами при температуре не выше 125 °С. Для повышения устойчивости к воздействию климатических влияющих величин рекомендуется покрытие лаками марок УР-231 и ЭП-730. Допустимый прямой ток в зависимости от температуры окружающей среды выбирается по рис. 5.18.

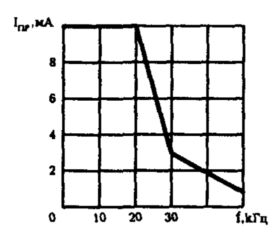


Рис. 5.17. Расчетная зависимость среднего выпрямленного тока от частоты в диапазоне температур от минус 60 до +80 °С при работе на активную нагрузку

Для столбов типа 2Ц108 рабочая частота приведена в таблице без снижения режимов. При последовательном соединении двух столбов 2Ц108Б допустимо обратное напряжение 5600 В, а при последовательном соединении двух столбов 2Ц108В — обратное напряжение 8000 В. Конструктивно столбы типа 2Ц108 выполнены в корпусе из эпоксидного компаунда.

Выпрямительные столбы типа 2Ц202 выполнены в корпусе из полимеризованной смолы. Они допускают параллельное или после-

довательное соединение одинаковых типономиналов до 30 кВ без применения шунтирующих компонентов и 60 кВ с применением шунтирующих конденсаторов. Емкость шунтирующих конденсаторов определяется зависимостью

$$C = 2{,}8\ n^2\ C_{ст},$$

где n — число последовательно соединенных столбов;
$C_{ст}$ — емкость столба.

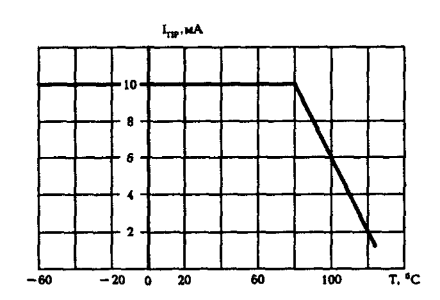


Рис. 5.18. Зависимость наибольшего прямого тока от температуры окружающей среды

Столбы серии 2Ц203 выполнены в пластмассовом корпусе. В табл. 5.8 приведены значения тока $I_{пр}$, протекающего в течение времени не более 2 ч при температуре 100 °С. Если температура будет повышена до 130 °С, то ток должен быть ограничен значением 100 мА. Для обеспечения допустимой температуры корпуса рекомендуется применять охлаждение при помощи теплоотвода, принудительного обдува воздухом, жидкости и другими способами, обеспечивающими сохранность столбов. При наличии механических воздействий необходимо обеспечить жесткое крепление столбов за корпус. Допускается параллельное соединение столбов одного и того же типа при отсутствии перегрузки по току любого параллельно подключенного столба.

В табл. 5.8 приняты следующие обозначения: 1 — тип выпрямительного столба; 2 — максимально допустимое постоянное (импульсное) обратное напряжение, В, не более; 3 — максимально допустимый средний (импульсный) прямой ток, А, не более; 4 — максимально допустимое среднее прямое напряжение, В, не более; 5 — время обратного воостановления, мкс, не более; 6 — предельная частота (рабочая частота), кГц, не более.

5.3. Стабилитроны и стабисторы

В табл. 5.9 приведены характеристики некоторых типов стабилитронов и стабисторов, предназначенных для применения в параметрических и компенсационных стабилизаторах, а также для создания эталонного напряжения в схемах управления. В таблице приняты следующие обозначения: 1 — тип стабилитрона или стабистора; 2 — номинальное напряжение стабилизации, В; 3 — максимальный ток стабилизации, мА, не более; 4 — минимальный ток стабилизации, мА, не менее; 5 — температурный коэффициент напряжения стабилизации, %/°C.

Таблица 5.9. Характеристики стабилитронов и стабисторов

1	2	3	4	5
Д818А	9	33	3	±0,02
Д818Б				±0,02
Д818В				±0,01
ДВ18Г				±0,005
Д818Ж	8,5			±0,002
Д818И				±0,001
2С101А	3,3	30	0,25	- 0,1
2С101Б	3,9	26	1	-0,08
2С101В	4,7	21		-0,06
2С101Г	5,6	18		±0,04
2С101Д	6,8	15		±0,06
2С101А-1	3,3	15		-0,1
2С101Б-1	3,9	13		-0,008
2С101В-1	4,7	11		-0,06
2С101Г-1	5,6	9		±0,04
2С101Д-1	6,8	7		±0,06
2С107А	0,7	120	1	-0,34
2С111А	6,2	22	3	-0,06
2С111Б	6,8	20		±0,05
2С111В	7	20		±0,01
2С112А	7,5	18	3	±0,04
2С112Б	8,2	17		±0,04
2С112В	9,1	15		±0,06
2С113А	1,3	100	1	-0,42
2С119А	1,9	100	1	-0,42
2С117А	6,4	12	3	±0,002
2С117Б				±0,001
2С117В				±0,0005
2С133А	3,3	81	3	-0,11
2С139А	3,9	70	3	-0,1
2С147А	4,7	58	3	+0,01. .- 0,09
2С156А	5,6	55	3	±0,05
2С168А	6,8	45	3	±0,06

1	2	3	4	5
2С133В	3,3	37,5	1	-0,1
2С133Г	3,3	37	1	-0,1
2С147В	4,7	26,5	1	-0,07
2С147Г	4,7	26,5	1	-0,07
2С156В	5,6	22,4	1	+0,05
2С156Г	5,6	22,4	1	+0,07
2С175Ж	7,5	20	0,5	+0,07
2С182Ж	8,2	18	0,5	+0,08
2С191Ж	9,1	16	0,5	+0,09
2С210Ж	10	15	0,5	+0,09
2С211Ж	11	14	0,5	+0,092
2С212Ж	12	13	0,5	+0,095
2С213Ж	13	12	0,5	+0,095
2С215Ж	15	10	0,5	+0,1
2С216Ж	16	9,4	0,5	+0,1
2С218Ж	18	8,3	0,5	+0,1
2С220Ж	20	7,5	0,5	+0,1
2С222Ж	22	6,8	0,5	+0,1
2С224Ж	24	6,3	0,5	+0,1
2С175Ц	7,5	17	0,1	+0,065
2С182Ц	8,2	15	0,1	+0,07
2С191Ц	9,1	14	0,1	+0,08
2С210Ц	10	12,5	0,1	+0,085
2С211Ц	11	11,2	0,1	+0,085
2С212Ц	12	10,6	0,1	+0,085
2С190Б	9	15	5	±0,005
2С190В				±0,002
2С190У				±0,0005
2С190Ф				±0,0005
2С191Ф	9,1	20	3	±0,0005
2С411Б	9	3,6	3	+0,08
2С516А	10	32	3	+0,09
2С516Б	11	29		+0,095
2С516В	13	24		+0,095
2С433А	3,3	229	3	-0,1
2С439А	3,9	212	3	-0,1
2С447А	4,7	190	3	+0,03...-0,08
Д815А	5,6	1400	50	+0,045
Д815Б	6,8	1100		+0,05
Д815В	8,2	950		+0,07
Д815Г	10	800	25	+0,08
Д815Д	12	650		+0,09
Д815Е	15	550		+0,1
Д815Ж	18	450		+0,11
Д816А	22	230	10	+0,12
Д816Б	27	180		
Д816В	32	150		
Д816Г	39	130		
Д816Д	47	110		

1	2	3	4	5
Д817А	56	96	5	+0,14
Д817Б	68	75		
Д817В	82	60		
Д817Г	100	50		

5.4. Тиристоры

В составе источников электропитания применяются тиристоры различных видов. Триодные незапираемые тиристоры приведены в табл. 5.10, где приняты следующие обозначения: 1 — тип тиристора; 2 — максимально допустимый средний (импульсный) ток в открытом состоянии, А, не более; 3 — повторяющееся постоянное (импульсное) напряжение в закрытом состоянии, В, не более; 4 — постоянный (импульсный) отпирающий ток управляющего электрода, мА, не более; 5 — время выключения, мкс, не более; 6 — критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии, В/мкс, не более.

Триодные силовые тиристоры, не проводящие в обратном направлении, приведены в табл. 5.11, где приняты обозначения: 1 — тип тиристора; 2 — максимально допустимый средний ток в открытом состоянии, А, не более; 3 — повторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии, В, не менее; 4 — время выключения, мкс, не более; 5 — критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии, В/мкс, не менее; 6 — критическая скорость нарастания тока в открытом состоянии, А/мкс, не более.

Таблица 5.10. Тиристоры триодные незапираемые

1	2	3	4	5	6
2У111А	(15)	300 (400)	(80)	20	50
2У111Б				20	
2У111В				100	
2У111Г				100	
2У113А	0,3 (100)	500(600)	—	10	100
2У113Б	0,3 (100)	300(400)	—	10	100
2У202Д	(30)	100	300 (0,2)	150	5
2У202Е		100			
2У202Ж		200			
2У202И		200			
2У202К		300			
2У202Л		300			
2У202М		400			
2У202Н		400			

1	2	3	4	5	6
2У215А	6 (250)	750 (1000)		150	500
2У215Б		550 (800)			
2У220А	6 (100)	800 (1000)		50	100
2У220Б				75	
2У220В				50	
2У220Г				75	
2У220Д		600 (800)		50	
2У220Е		600 (800)		75	
2У221А	3,2 (100)	500 (800	0,1	6	700
2У221Б		500 (800)		4	200
2У221В		400 (600)		15	200

Таблица 5.11. Тиристоры триодные силовые, не проводящие в обратном направлении

1	2	3	4	5	6
2Т112-10	10	100...1200	100; 63	200; 500; 1000	
2Т122-25	25	100...1200	100; 63	200; 500; 1000	
2Т132-25	25	1300...2000	250; 160; 100	200; 500; 1000; 1600	
ТЧ-25С	25	500...800	20; 30	100; 200	100
ТЧ-50С	50				
ТЧ-100С	100				
2ТБ153-1000	1000	500...1100	40; 50; 63	200; 320; 500; 1000	—
2ТБ233-400	400		32; 40; 50; 63		630
2ТБ271-250	250		32; 40; 50; 63		630
3ТОПБ132-32Х	32	100...300	2,3; 2,5; 6,3	500...1000	400
3ТОПБ132-50Х	50		6,3; 8; 12,5		
3ТОПБ132-63Х	63		8; 12,5		

5.5. Конденсаторы

Надежная работа конденсаторов обеспечивается выбором допустимых для них электрического и теплового режимов. Анализ условий работы конденсаторов в аппаратуре выявил основные факторы, влияющие на их надежность [49]: общий перегрев конденсатора за счет тепловыделения в диэлектрических и металлических частях; локальный перегрев за счет адиабатического нагрева токопроводящих частей при чрезмерно больших импульсных токах; разрушение и пробой диэлектрика за счет процессов электрического старения (в том числе вызванного частичными разрядами в газовых или масляных прослойках изоляции).

При аттестации конденсаторов в режимах пульсирующего напряжения нормируется переменная составляющая, определяемая отношением амплитуды U_m гармоники к номинальному напряжению $U_{ном}$:

$$U_m / U_{ном} = \sqrt{П / (\pi f t_g \delta_f)} ,$$

где П — температурный параметр,

$$П = \frac{\theta_{доп}}{C_{ном} U_{ном}^2 R_т},$$

$\theta_{доп}$ — допустимый перегрев контролируемой области конденсатора;

$R_т$ — соответствующее этой области тепловое сопротивление;

$tg\delta_f$ — тангенс угла потерь, соответствующий частоте f.

Обобщенный график зависимости отношения $U_m / U_{ном}$ от частоты приведен в логарифмическом масштабе на рис. 5.19, где прямая 1 определяется допустимой интенсивностью начальных частичных разрядов, примые 2...4 — допустимым нагревом для различных значений параметра П .

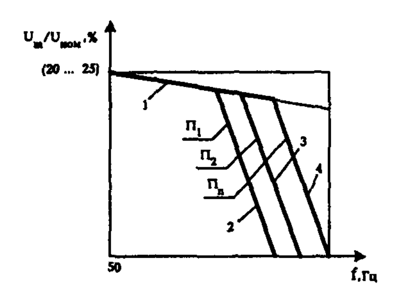


Рис. 5.19. Зависимость допустимой амплитуды переменной гармонической составляющей пульсирующего напряжения от частоты

При выборе конденсатора учитываются следующие основные параметры: номинальное напряжение; полное сопротивление в заданном диапазоне частот; номинальная емкость и ее отклонения в условиях эксплуатации; тангенс угла потерь; реактивная мощность. Увеличение емкости, реактивной мощности и рабочего напряжения требует увеличения объема, что приводит к росту собственной индуктивности конденсатора и, следовательно, к ограничению частотного диапазона.

Основные параметры конденсаторов различных исполнений приведены в табл. 5.12. Помехоподавляющие фильтры и конденсаторы приведены в табл. 5.13.

Таблица 5.12. Основные параметры конденсаторов постоянной емкости

Тип конденсатора	Группа по температурной стабильности	Номинальная емкость, пФ	Номинальное напряжение, В
К10-17А К10-17В	ПЭЗ; М47; М750; М1500; Н50; Н90	2,2...1,5•10^6	40; 50
К10-17-3Б	М47; М1500; Н50	15...68•10^3	100; 160
К10-43А	МПО	21,5...44,2•10^6	50
К10-47А	МПО; Н30; Н90	10...15•10^6	16...500
К10-60А	МПО; Н90	10^4...4,7•10^6	10; 16
*Конденсаторы с оксидным диэлектриком алюминиевые и ниобиевые (последние отмечены знаком *)*			
К50-27	160...450	2,2...1000	+30 / -10
К50-29	6,3...450	1...4700	+50 / -20
К50-32А	16...63	47...47 000	+50 / -20
К50-33А	6,3...160	470...22 000	+100 / -10
К53-4А*	3...30	0,1...330	±10; ±20; ±30
К53-31*	6,3...40	0,68...150	±20; ±30
Конденсаторы пленочные и металлопленочные			
К73-14	4000...25000	470•10^{-6}...1	±5; ±10; ±20
К73-16	63; 100...1600	47•10^{-4}...12; 0,1. .22	±5; ±10; ±20
К74-7	16 000	15•10^{-5}; 390•10^{-6}	±20
К78-2	315; 630; 1600	1...47; 10^{-2}...0,33	±5; ±10; ±20
К78-11	200	0,01...22	±2; ±5; ±10; ±20
Конденсаторы комбинированные			
К75-15	3000...5000	5,1•10^{-3}. .10	±5; ±10; ±20
К75-29А	16 000...40 000	0,1...1	±10; ±20
К75-47	2500...63 000	0,01...10	±5; ±10; ±20
К75-54	2500...100 000	0,001...2,2	±5; ±10; ±20

Таблица 5.13. Основные параметры помехоподавляющих фильтров и конденсаторов

Тип фильтра или конденсатора	Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, пФ	Номинальный ток, А	Диапазон частот сглаживаемых пульсаций, МГц
Б23А	250	1000; 1500	10; 15	100. 10^4
К10-54	5. .350	4,7...6,8•10^6	—	—
К73-21	50...1600	(0,1...10)•10^6	4. .10	0,15 100
Б23Б-1	50; 250	47•10^3. 6,8•10^6	10, 25	0,01 ..10^4
Б23Б-2	50; 250	47•10^3...6,8•10^6	10, 25	0,01 10^4
К10-51	350	3,9...4700	10	—
К75-37	250	22•10^{-4} 0,68	10	—
К73-28	50.. 1600	(0,022 ..2,2); 10^6	16. .100	—

В выходных фильтрах источников электропитания с повышенной частотой преобразования применяются алюминиевые оксидно-электролитические конденсаторы типа К50-33. Они отличаются низким значением индуктивности и расширенным до 1 МГц диапазоном фильтруемых частот. Изготовляются в обычном и всеклиматическом исполнении. Основные характеристики конденсаторов приведены в табл. 5.14. Общий вид показан на рис. 5.20.

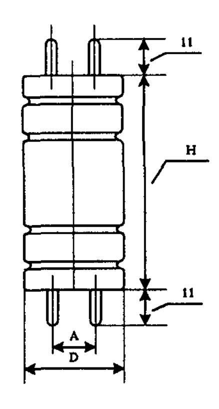


Рис. 5.20. Размеры конденсаторов типа К50-33

Таблица 5.14. Основные параметры конденсаторов типа К50-33

Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, мкФ	Полное сопротивление на частоте 1 МГц, не более, Ом	Тангенс угла потерь, не более	Размеры, мм			Масса, не более, г
				D	H	A	
6,3	3300	0,1	0,38	26	60	10	50
	4700	0,1	0,38	26	60	10	50
	6800	0,08	0,38	26	70	10	60
	10 000	0,06	0,44	30	70	12,5	90
	15 000	0,04	0,44	34	70	12,5	110
	22 000	0,03	0,55	34	90	12,5	140
16	2200	0,1	0,28	26	60	10	40
	3300	0,08	0,28	26	60	10	40
	4700	0,07	0,30	26	70	10	55
	6800	0,06	0,30	30	70	12,5	70
	10 000	0,04	0,30	34	70	12,5	90
	15 000	0,03	0,40	34	90	12,5	120
25	2200	0,1	0,26	26	60	10	40
	3300	0,08	0,26	26	70	10	55
	4700	0,07	0,26	30	70	12,5	70
	6800	0,06	0,30	34	70	12,5	90
	10 000	0,03	0,30	34	90	12,5	120

Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, мкФ	Полное сопротивление на частоте 1 МГц, не более, Ом	Тангенс угла потерь, не более	Размеры, мм			Масса, не более, г
				D	H	A	
63	1000	0,1	0,20	26	60	10	40
	1500	0,09	0,20	26	70	10	55
	2200	0,08	0,20	30	70	12,5	70
	3300	0,07	0,23	34	70	12,5	90
	4700	0,06	0,23	34	90	12,5	120
100	470	0,1	0,15	26	60	10	50
	680	0,1	0,15	26	70	10	60
	1000	0,09	0,15	30	70	12,5	90
	1500	0,08	0,15	34	70	12,5	110
	2200	0,07	0,15	34	90	12,5	140
160	470	0,1	0,15	30	70	12,5	90
	680	0,08	0,15	34	70	12,5	110
	1000	0,07	0,15	34	90	12,5	140

Зависимость полного сопротивления конденсаторов типа К50-33 от частоты при температуре 25 °С приведена на рис. 5.21. Из рисунка следует, что минимальное сопротивление конденсаторов имеет место в диапазоне частот (10^4...10^6) Гц, что определяет область их применения. Допускаемое отклонение емкости от номинального значения находится в пределах от минус 10 до +100%. Интервал рабочих температур составляет (минус 40...+85) °С. Конденсаторы выдерживают давление окружающего воздуха от 1 мм рт. ст. до 3 атмосфер. Они обладают повышенной механической прочностью и рассчитаны на следующие воздействия:

- вибрация в диапазоне частот (1...2000) Гц с ускорением 10g;
- многократные удары с ускорением 40g;
- одиночные удары с ускорением 500g;
- линейные нагрузки с ускорением 25g.

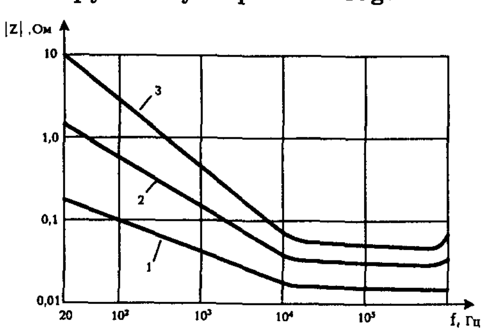


Рис. 5.21. Зависимость полного сопротивления конденсатора К50-33 от частоты при 25 °С: 1 — 6,3 В × 22000 мкФ; 2 — 63 В × 3300 мкФ; 3 — 160 В × 470 мкФ

Для жестких условий эксплуатации используются конденсаторы оксидно-полупроводниковые танталовые типа К53-28. Они предназначены для работы в цепях постоянного, пульсирующего токов и в импульсном режиме. Изготовляются во всеклиматическом исполнении (В) и в исполнении для умеренного и холодного климата. Интервал рабочих температур от минус 60 до +125 °С. Размеры конденсаторов показаны на рис. 5.22. Основные параметры приведены в табл. 5.15.

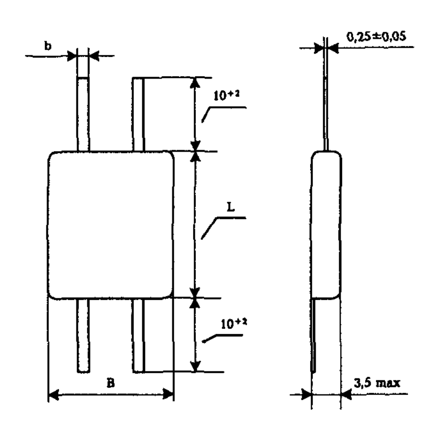


Рис. 5.22. Размеры конденсаторов типа К53-28

Таблица 5.15. Основные параметры конденсаторов типа К53-28

Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, мкФ	Размеры, мм			Масса, г
		L	B	b	
6,3	6,3 — 22	$10^{+1,3}_{-0,2}$	$7,1^{+1}_{-0,2}$	1±0,2	1,5
10	4,7 — 15				
16	3,3 — 10				
25	2,2 — 6,8				
32	1,5 — 4,7				
40	1 — 3,3				
6,3	33 — 68	$15^{+1,3}_{-0,2}$	$12^{+1}_{-0,2}$	1,5±0,2	3,5
10	22 — 47				
16	15 — 33				
25	10 — 22				
32	6,8 — 15				
40	4,7 — 10				
6,3	100; 150	$20^{+1,5}_{-0,2}$	$17^{+1}_{-0,2}$		5
10	68; 100				
16	47; 68				
25	33; 47				
32	22, 33				

В составе умножителей напряжения используются конденсаторы полиэтилентерефталатные с фольговыми обкладками типа К73-13. Они предназначены для работы в цепях постоянного, переменного и пульсирующего токов. Электрические схемы конденсаторов приведены на рис. 5.23. Размеры приведены на рис. 5.24 и в табл. 5.16. Интервал рабочих температур от минус 60 до +70 °С. Сопротивление изоляции при температуре +20 °С не менее 10^5 Ом.

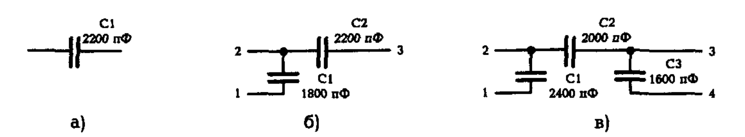


Рис. 5.23. Электрические схемы конденсаторов:
а — К73-13; б — К73-13-2; в — К73-13-3

Рис. 5.24. Конденсаторы полиэтилентерефталатные с фольговыми обкладками: а — односекционные типа К73-13;
б — двухсекционные К73-13-2; в — трехсекционные К73-13-3

Таблица 5.16. Основные параметры конденсаторов типа К73-13

Вариант исполнения	Напряжение (номинальное), кВ	Номинальная емкость, пФ	Допускаемое отклонение емкости, %	Размеры, мм			
				D_{max}	L	l	d
К73-13	10	2200	±10	15	25^{+3}	32	0,6
	12,5		±20	16	25^{+4}		
	20		±10	19	55^{+3}	25	0,8
К73-13-2	10	C_1 = 1800	±20	18	40±2	40	0,6
		C_2 = 2200					
К-73-13-3	10	C_1 = 2400		20			
		C_2 = 2000					
		C_3 = 1600					

Во входных цепях источников электропитания применяются конденсаторы типа К73-43, содержащие емкость С1 для снижения несимметричных помех и емкости С2, С3 для снижения симметричных помех. На рис. 5.25 показаны варианты их схемного и конструктивного исполнений. Конденсаторы рассчитаны на рабочее напряжение до 250 В.

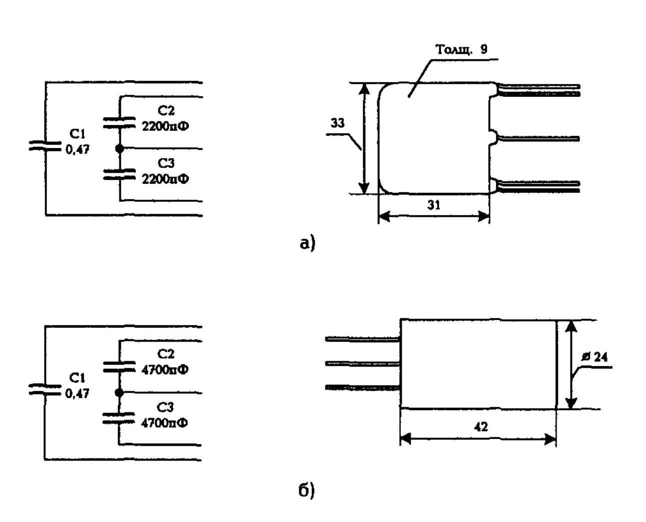


Рис. 5.25. Исполнения конденсаторов типа К73-43 в плоском (а) и круглом (б) корпусах

5.6. Трансформаторы

В источниках электропитания для обеспечения гальванической развязки цепей и изменения уровня напряжения применяются трансформаторы напряжения. В схемах защиты используются трансформаторы тока, являющиеся датчиками уровня тока в защищаемых цепях.

Наибольшую сложность при проектировании и изготовлении представляют трансформаторы силовых каскадов источников импульсного действия, магнитопроводы которых работают в сильных магнитных полях (при индукции B > 0,1 Тл), но без перехода в область насыщения, т. е. в линейном режиме.

Магнитопровод трансформатора может быть выполнен неразъемным (в виде кольца) или состоящим из нескольких деталей. В последнем случае обмотка может быть изготовлена отдельно от магнитопровода, что предпочтительно с технологической точки зрения. При мощности трансформатора порядка 100 В·А и низких напряжениях необходим провод сравнительно большого сечения, поэтому вместо одного применяют два или более параллельных проводов, *намотка которых производится одновременно.* В этом случае разъемная конструкция магнитопровода позволяет существенно упростить изготовление обмоток.

Ниже приведены примеры расчета трансформаторов. Входное напряжение подается от двухтактного инвертора и имеет форму меандра.

Пример первый

Исходные данные.

Трансформатор выполняется с одной первичной и двумя вторичными обмотками (рис. 5.26).

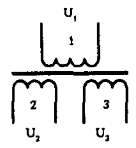


Рис. 5.26. Электрическая схема трансформатора

Частота тока выбирается, исходя из характеристик разрешенной компонентной базы и электрической схемы инвертора. Принимаем f = 50 кГц.

Напряжение на первичой обмотке определяется входным напряжением источника электропитания и схемой инвертора. При входном напряжении 220 В трехфазного тока, выпрямляемого схемой трехфазного моста и фильтруемого емкостным фильтром, на первичную обмотку подается напряжение, которое с учетом допустимого отклонения в меньшую сторону следует принять равным $U_1 = 132$ В.

Напряжения на обмотках 2 и 3 заданы с учетом падения напряжения на диодах выходных выпрямителей:

$$U_2 = 4 \text{ В}; U_3 = 10 \text{ В}.$$

Токи обмоток 2 и 3 определяются нагрузками:

$$I_2 = 60 \text{ А}; I_3 = 0,5 \text{ А}.$$

Диапазон изменения температуры окружающей среды задан с учетом размещения трансформатора в составе аппаратуры от минус 50 до +65 °С. Расчет перегрева трансформатора проводится с учетом только положительной температуры окружающей среды, которая определяет его работоспособность.

Последовательность расчета.

1. Выходная мощность трансформатора

$$P_2 = U_2 I_2 + U_3 I_3 = 4 \cdot 60 + 10 \cdot 0,5 = 245 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

2. Принимаем КПД трансформатора на основании статистических данных

$$\eta = 0,99.$$

Тогда входная мощность трансформатора

$$P_1 = P_2 / \eta = 245 / 0,99 = 247,5 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

3. Входной ток трансформатора

$$I_1 = P_1 / U_1 = 247,5 / 132 = 1,875 \text{ А}.$$

Округляем значение входного тока: $I_1 = 2$ А.

4. По значениям входной мощности $P_1 = 247,5$ В·А для частоты $f = 50$ кГц выбираем из табл. 5.17 типоразмер магнитопровода Ш12×15 марки М2000НМ1-14. Образец записи в технической документации: “Сердечник замкнутый М2000НМ1-14 Ш12×15 ОЖО.707.140 ТУ”.

Таблица 5.17. Параметры трансформаторов для различных значений мощности и частоты при напряжениях до 300 В

Произведение экв. сечения и площади окна магнитопровода, $A_e \cdot S_o$, см^4	Мощность, P, Вт, при частоте тока, f, кГц			Типоразмер магнитопровода	Эквивалентное сечение магнитопровода, A_e, см^2	Длина средней линии магнитопровода, см	Масса магнитопровода, Мф, г	Эквивалентная магнитная проницаемость, $\mu_э$	Температурный коэффициент мощности ξ, °С/Вт	Рекомендуемые параметры				
	10	20	50							Допустимая плотность тока в обмотках, j А/мм^2	Допустимая индукция, B, Тл, при частоте тока f, кГц			Допустимое падение напряжения, ΔU, %
											10	20	50	
0,008	0,4	0,6	1	Ш2,5×2,5	0,075	2,15	0,47×2	1027	—	8	0,2	0,2	0,2	9
0,015	0,8	1,2	2	Ш3×3	0,105	2,64	0,79×2	1130	—	7	0,2	0,2	0,2	8,5
0,053	2	3	5	Ш4×4	0,193	3,45	1,91×2	1260	—	6,5	0,2	0,2	0,2	8
0,13	4	6	8	Ш5×5	0,3	4,31	3,7×2	1345	—	6	0,2	0,2	0,2	7,5
0,29	8	12	20	Ш6×6	0,424	5,28	6,22×2	1445	25,4	6	0,2	0,2	0,2	7
0,56	15	20	35	Ш7×7	0,62	6,29	11,75×2	1520	19,1	5,5	0,2	0,2	0,19	6
1,06	30	45	80	Ш8×8	0,692	7,51	13,6×2	1575	16,0	5	0,2	0,2	0,18	5
2,08	60	90	120	Ш10×10	1	8,38	22,2×2	1615	11,6	4,7	0,2	0,2	0,17	4
4,9	140	210	400	Ш12×15	1,8	9,67	46×0	1655	9,17	4,4	0,2	0,19	0,16	3
13,4	380	570	900	Ш16×20	3,2	12,30	104×2	1720	5,72	4	0,2	0,18	0,15	2
30,0	840	1000	1500	Ш20×28	5,77	14,40	223×2	1755	3,63	3,2	0,2	0,17	0,14	1

5. Площадь поперечного эффективного сечения выбранного магнитопровода

$$A_e = 1{,}8 \text{ см}^2.$$

6. Площадь поперечного сечения провода обмотки определяется допустимой плотностью тока j:

$$q = I / j.$$

Для выбранного магнитопровода из табл. 5.17 определяем допустимую плотность тока $j \leq 4{,}4$ А/мм^2.

6.1. Для первичной обмотки принимаем $j_1 = 2$ А/мм^2. Тогда сечение провода первичной обмотки

$$q_1 = I_1 / j_1 = 2 / 2 = 1 \text{ мм}^2.$$

В качестве обмоточного выбираем провод марки ПЭТВ-2 (табл. 5.18).

Для увеличения коэффициента заполнения окна магнитопровода и снижения потерь мощности берем два провода с диаметрами по меди $d_{M1} = 0{,}8$ мм (сечение 0,5 мм^2) и по изоляции $d_{из1} = 0{,}88$ мм.

Таблица 5.18. Параметры провода марки ПЭТВ-2

Диаметр провода по меди, мм	Площадь поперечного сечения провода по меди, мм^2	Диаметр провода по изоляции, мм	Диаметр провода по меди, мм	Площадь поперечного сечения провода по меди, мм^2	Диаметр провода по изоляции, мм
0,1	0,00785	0,128	0,85	0,56716	0,937
0,112	0,00985	0,14	0,9	0,63617	0,99
0,125	0,01227	0,154	0,95	0,70846	1,04
0,14	0,01539	0,17	1,0	0,7854	1,09
0,16	0,02011	0,198	1,06	0,88203	1,15
0,18	0,02545	0,22	1,12	0,9852	1,21
0,2	0,03142	0,24	1,18	1,09303	1,27
0,224	0,03939	0,264	1,25	1,2272	1,35
0,25	0,04909	0,3	1,32	1,36778	1,42
0,28	0,06154	0,33	1,4	1,5394	1,5
0,315	0,07789	0,364	1,5	1,7671	1,6
0,355	0,09893	0,414	1,6	2,0096	1,71
0,4	0,1256	0,46	1,7	2,26865	1,81
0,45	0,15896	0,51	1,8	2,5434	1,91
0,5	0,19625	0,56	1,9	2,83385	2,01
0,56	0,24618	0,63	2,0	3,14	2,12
0,63	0,31157	0,7	2,12	3,5281	2,24
0,71	0,39572	0,79	2,24	3,93882	2,36
0,75	0,44156	0,83	2,36	4,37214	2,48
0,8	0,50265	0,88	2,5	4,90625	2,63

6.2. Для второй обмотки принимаем $j_2 = 2,4$ А/мм^2. Тогда сечение провода второй обмотки

$$q_2 = 60 / 2,4 = 25 \text{ мм}^2.$$

Для второй обмотки берем ленту медную ГОСТ 1173-77 с поперечными размерами 25×1 мм.

6.3. Для третьей обмотки принимаем $j_3 = 2,55$ А/мм^2. Тогда сечение провода третьей обмотки

$$q_3 = 0,5 / 2,55 = 0,196 \text{ мм}^2.$$

Этому сечению соответствует провод с диаметром по меди $d_{м3} =$ $= 0,5$ мм и диаметром по изоляции $d_{из3} = 0,56$ мм.

7. Число витков первичной обмотки

$$n_1 = U_1\, 10^4 / 4\, k_ф\, f\, B\, A_e,$$

где $k_ф$ — коэффициент формы трансформируемого напряжения (для синусоиды $k_ф = 1,11$, для меандра $k_ф = 1$).

Согласно табл. 5.17 индукция в выбранном магнитопроводе при частоте $5 \cdot 10^4$ Гц не должна превышать значения 0,16 Тл. Принимаем значение индукции меньше допустимого приблизительно на 30 %:

$$B = 0,115 \text{ Тл}.$$

Тогда число витков первичной обмотки

$$n_1 = \frac{132 \cdot 10^4}{4 \cdot 1 \cdot 5 \cdot 10^4 \cdot 0,115 \cdot 1,8} = 31,99 \text{ витка}.$$

Для удобства расположения выводов первичной обмотки принимаем $n_1 = 32,5$ витка.

8. Значение напряжения, приходящееся на один виток первичной обмотки

$$e_1 = \frac{U_1}{n_1} = \frac{132}{32,5} = 4,06 \text{ В/виток}.$$

9. Число витков обмотки 2

$$n_2 = \frac{U_2 m_2}{e_2},$$

где m_2 — коэффициент, учитывающий падение напряжения на обмотке 2.

Согласно табл. 5.17 для выбранного магнитопровода падение напряжения $\Delta U_2 \leq 3\%$. Принимаем $\Delta U_2 = 0{,}5\%$. Для этого значения падения коэффициент $m_2 = 1{,}005$. Тогда число витков

$$n_2 = \frac{4 \cdot 1{,}005}{4{,}06} = 0{,}98 \text{ витка.}$$

Округляем полученное значение: $n_2 = 1$ виток.

10. Число витков обмотки 3

$$n_3 = \frac{U_3 m_3}{e_1}.$$

Для обмотки 3 принимаем $\Delta U_3 = 0{,}4\%$ и $m_3 = 1{,}004$. Тогда число витков

$$n_3 = \frac{10 \cdot 1{,}004}{4{,}06} = 2{,}47 \text{ витка.}$$

Округляем число витков и принимаем $n_3 = 2{,}5$ витка.

11. Число витков, размещаемое в одном ряду. Обмотки размещаются на изолирующем каркасе.

11.1. В первичной обмотке

$$b_1 = \frac{L_н \, k_{у1}}{d_{из1}},$$

где $L_н$ — размер из рис. 5.27;

$k_{у1}$ — коэффициент укладки провода первичной обмотки. Принимаем $k_{у1} = 0{,}95$.

Для выбранного магнитопровода $L_н = 27$ мм. Тогда

$$b_1 = \frac{27 \cdot 0{,}95}{0{,}88} = 29{,}148 \text{ витка.}$$

Число витков округляем в меньшую сторону и принимаем $b_1 = 29$ витков.

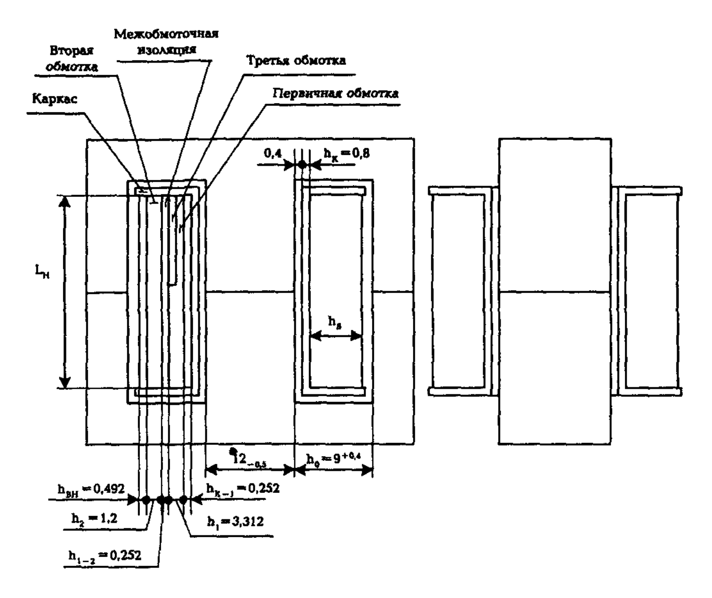


Рис. 5.27. Эскиз трансформатора с Ш-образным магнитопроводом

11.2. В обмотке 2 согласно п. 9 имеем $b_2 = 1$ виток.

11.3. В обмотке 3

$$b_3 = \frac{L_н \, k_{у3}}{d_{из3}},$$

где $k_{у3}$ — коэффициент укладки провода 3 обмотки.
Принимаем $k_{у3} = 0{,}93$.

Тогда число витков в одном ряду обмотки 3

$$b_3 = \frac{27 \cdot 0{,}93}{0{,}56} = 44{,}84.$$

Принимаем $b_3 = 44$ (округляем в сторону меньших значений).

12. Число слоев в обмотках.

12.1. В первичной обмотке число слоев

$$N_1 = \frac{n_1 \, k_{пар}}{b_1},$$

где коэффициент $k_{пар}$ учитывает количество параллельных проводов, используемых при изготовлении обмотки. Согласно п. 6.1 имеем $k_{пар} = 2$. Тогда

$$N_1 = 32{,}5 \cdot 2 \;/\; 29 = 2{,}24.$$

Число слоев округляем в сторону больших значений и принимаем $N_1 = 3$.

12.2. В обмотже 2 согласао п. 9 число слоев $N_1 = 1$.

12.3. В обмотке 3 число слоев

$$N_3 = n_3 \;/\; b_3 = 2{,}5 \;/\; 44 = 0{,}057.$$

Обмотку 3 размещаем в незаполненном слое первичной обмотки на расстоянии 5 мм от крайнего витка первичной обмотки.

13. Размеры обмоток по высоте намотки.

Высота i-й обмотки (рис. 5.27):

$$h_i = [\, N_i \, d_{изi} + (N_i - 1)\delta_i \,]\, k_{pi}\ , \ i=1,\ 2,\ 3,$$

где k_p — коэффициент разбухания обмотки;
δ — толщина межслоевой изоляции (табл. 5.19).

Таблица 5.19. Значения коэффициентов и толщины изоляции для расчета размеров намотки

Диаметр провода по изоляции, $d_{из}$, мм	Коэффициент укладки провода, k_y	Коэффициент разбухания обмотки, k_p	Наименование межслоевой изоляции	Толщина межслоевой изоляции, мм
0,07—0,20	0,83	1,1	Бумага конденсаторная марки КОН-2 ГОСТ 1908-88	0,022
0,21—0,28	0,86	1,1		0,022
0,30—0,38	0,92	1,1	Бумага электроизоляционная намоточная марки ЭН-50 ГОСТ 1931-80	0,050
0,41—0,64	0,93	1,1		0,050
0,66—0,99	0,95	1,15	Бумага кабельная марки К-120 ГОСТ 23436-83	0,12
Более 0,99	0,87	1,15		0,12

13.1. У первичной обмотки

$$h_1 = [\, N_1 \, d_{из1} + (N_1 - 1)\delta_1 \,]\, k_{p1},$$

где $\delta_1 = 0{,}12$ мм — толщина слоя изолирующей бумаги марки К-120.

Коэффициент разбухания принимаем $k_{p1} = 1{,}15$. Таким образом

$$h_1 = [\, 3 \cdot 0{,}88 + (3 - 1) \cdot 0{,}12 \,] \cdot 1{,}15 = 3{,}312 \text{ мм.}$$

13.2. У обмотки 2

$$h_2 = [\, N_2\, d_{из2} + (N_2 - 1)\delta_2 \,]\, k_{p2},$$

где $\delta_2 = 0{,}12$ мм. Коэффициент разбухания принимаем $k_{p2} = 1{,}2$ мм.

Таким образом

$$h_2 = [1 \cdot 1 + (1 - 1) \cdot 0{,}12] \cdot 1{,}2 = 1{,}2 \text{ мм.}$$

13.3. У обмотки 3

$$h_3 = [\, N_3\, d_{из3} + (N_3 - 1)\delta_3 \,]\, k_{p3},$$

где $\delta_3 = 0{,}12$ мм. Коэффициент разбухания принимаем $k_{p3} = 1{,}1$.

Таким образом

$$h_3 = [\, 1 \cdot 0{,}56 + (1 - 1) \cdot 0{,}12 \,]\, 1{,}1 = 0{,}616 \text{ мм.}$$

14. Изолирующие зазоры в конструкции катушки.

Выбираем среднестатистическое значение воздушного зазора между магнитопроводом и каркасом равным 0,4 мм. Толщина каркаса $h_к$ определяется размерами магнитопровода и значением испытательного напряжения. Для приведенных выше условий она принята $h_к = 0{,}8$ мм.

Межслоевая и межобмоточная изоляция выбирается в соответствии с рекомендациями, помещенными в табл. 5.19. Между каркасом и первичной обмоткой помещены два слоя изоляционной бумаги марки К-120 (толщина двух слоев 0,12×2 = 0,24 мм) и один слой пленки марки ПЭТ-Э толщиной 0,012 мм. Так же выполнены изоляционный промежуток между первичной и второй обмотками и внешняя изоляция. Кроме того, дополнительно снаружи помещается слой ленты из бумаги К-120 (толщина слоя 0,12 мм).

Таким образом, суммарная толщина изоляции $h_{к\text{-}1}$ между каркасом и первичной обмоткой равна 0,252 мм. Такая же толщина изоляции $h_{1\text{-}2} = 0{,}252$ мм между первичной и второй обмотками. Толщина внешней изоляции $h_{вн} = 0{,}252 + 0{,}12 = 0{,}372$ мм.

15. Толщина катушки, определяемая размерами обмоток, каркаса и электроизоляционных зазоров, равна

$$h_\Sigma = 0,4 + 0,8 + 0,24 + 0,012 + 3,312 + 0,24 + 0,012 + $$
$$+ 1,2 + 0,24 + 0,012 + 0,12 = 6,588 \text{ мм.}$$

Полученное значение h_Σ меньше минимального размера окна магнитопровода $h_о = 9$ мм, что обеспечивает размещение катушки в окне.

16. Длины средних витков обмоток.

16.1. Средний виток обмотки 1

$$L_{ср1} = 2a + 2c + 2\pi(r_к + h_{к-1} + \frac{h_1}{2}) = 2 \cdot 12,8 + 2 \cdot 16 +$$
$$+ 2\pi(1,2 + 0,252 + \frac{3,312}{2}) = 77,1 \text{ мм.}$$

16.2. Средний виток обмотки 2

$$L_{ср2} = 2a + 2c + 2\pi(r_к + h_{к-1} + h_1 + h_{1-2} + \frac{h_2}{2}) = 2 \cdot 12,8 + 2 \cdot 16 +$$
$$+ 2\pi(1,2 + 0,252 + 3,312 + 0,252 + \frac{1,2}{2}) = 92,87 \text{ мм.}$$

16.3. Средний виток обмотки 3

$$L_{ср3} = L_{ср1} = 77,1 \text{ мм.}$$

17. Сопротивление обмоток постоянному току при температуре окружающей среды $\theta_{о.с} = +20$ °С.

1.7.1. Сопротивление первичной обмотки

$$R_1 = \rho \, L_{ср1} \, 2 \, n_1 \, / \, q_1,$$

где ρ — удельное электрическое сопротивление медного провода, равное 0,0175 Ом · мм^2/м;
q_1 — сечение провода первичной обмотки из п. 6.1 (два провода по 0,5 мм^2);

$$R_1 = \frac{0,0175 \cdot 77,1 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 32,5}{1} = 0,077 \text{ Ом.}$$

17.2. Сопротивление обмотки 2

$$R_2 = \frac{\rho \, L_{ср2} \, n_2}{q_2} = \frac{0,0175 \cdot 92,87 \cdot 10^{-3} \cdot 1}{25} = 6,49 \cdot 10^{-5} \text{ Ом.}$$

17.3. Сопротивление обмотки 3

$$R_3 = \frac{\rho\, L_{ср3}\, n_3}{q_3} = \frac{0{,}0175 \cdot 77{,}1 \cdot 10^{-3} \cdot \ 2{,}5}{0{,}196} = 0{,}0171 \text{ Ом.}$$

18. Сопротивление обмоток переменному току

$$R_{\sim i} = k_{\sim i} R_i;\ i = 1;\ 2;\ 3,$$

где $k_{\sim i}$ — коэффициент увеличения активного сопротивления от частоты f, определяемый по рис. 5.28.

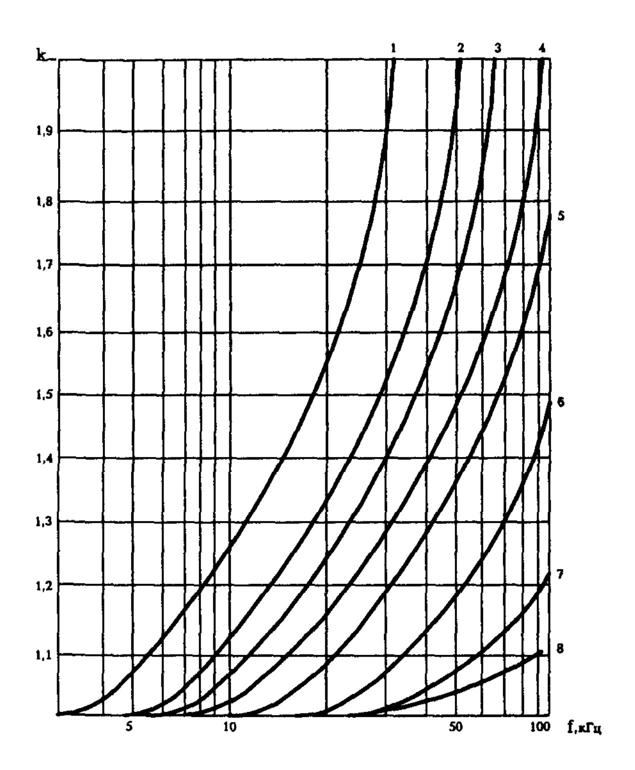


Рис. 5.28. Зависимость коэффициента увеличения активного сопротивления k~ от частоты f при различных диаметрах медных проводов d:
1 — d = (2,1...2,5) мм; 2 — d = (1,81...2,02) мм;
3 — d = (1,56...1,74) мм; 4 — d = (1,3...1,5) мм;
5 — d = (1,04...1,25) мм; 6 — d = (0,8...1,0) мм;
7 — d = (0,64...0,77) мм; 8 — d = (0,06...0,62) мм

18.1. Сопротивление обмотки 1

$$R_{\sim 1} = k_{\sim 1}\, R_1 = 1{,}18 \cdot 0{,}077 = 0{,}091 \text{ Ом},$$

где $k_{\sim 1}$ определен по кривой 6 на рис. 5.28 для $d = 0{,}8$ мм при частоте $f = 50$ кГц.

18.2. Сопротивление обмотки 2

$$R_{\sim 2} = k_{\sim 2}\, R_2 = 1{,}18 \cdot 6{,}49 \cdot 10^{-5} = 7{,}66 \cdot 10^{-5} \text{ Ом},$$

где $k_{\sim 2}$ определен по кривой 6 на рис. 5.28 для $d = 1{,}0$ мм при частоте 50 кГц.

18.3. Сопротивление обмотки 3

$$R_{\sim 3} = k_{\sim 3}\, R_3 = 1{,}05 \cdot 0{,}0171 = 0{,}018 \text{ Ом}.$$

19. Масса меди обмоток.

19.1. Масса обмотки 1

$$M_1 = L_{ср1}\, n_1\, q_1\, \gamma\,,$$

где γ — удельная масса медного провода, равная 8,9 г/см^3;

$$M_1 = 77{,}1 \cdot 10^{-1} (2 \cdot 32{,}5) \cdot 1 \cdot 10^{-2} \cdot 8{,}9 = 44{,}6 \text{ г}.$$

19.2. Масса обмотки 2

$$M_2 = L_{ср2}\, n_2\, q_2\, \gamma = 92{,}87 \cdot 10^{-1} \cdot 1 \cdot 25 \cdot 10^{-2} \cdot 8{,}9 = 20{,}66 \text{ г}.$$

19.3. Масса обмотки 3

$$M_3 = L_{ср3}\, n_3\, q_3\, \gamma = 77{,}1 \cdot 10^{-1} \cdot 2{,}5 \cdot 0{,}196 \cdot 10^{-2} \cdot 8{,}9 = 0{,}336 \text{ г}.$$

Суммарная масса меди обмоток

$$M = M_1 + M_2 + M_3 = 44{,}6 + 20{,}66 + 0{,}336 = 65{,}6 \text{ г}.$$

20. Потери в меди обмоток

$$P_{Mi} = k_\theta\, I_i^2\, R_{\sim i}\;;\; i = 1;\, 2;\, 3,$$

где k_θ — температурный коэффициент сопротивления, учитывающий температуру перегрева обмотки $\Delta\theta$ относительно температуры окружающей среды $\theta_{о.с} = 65$ °С;
$k_\theta = 1 + \vartheta \cdot \Delta\theta$.

Для меди коэффициент $\vartheta = 0{,}004$ 1/град.

Ограничим допустимый перегрев обмоток относительно температуры окружающей среды значением 70 °С. Тогда температурный коэффициент $k_\theta = 1 + 0{,}004 \cdot 70 = 1{,}28$.

Потери в обмотках составят:

$$P_{м1} = k_\theta I_1^2 R_{-1} = 1{,}28 \cdot 2^2 \cdot 0{,}091 = 0{,}466 \text{ Вт},$$

$$P_{м2} = k_\theta I_2^2 R_{-1} = 1{,}28 \cdot 60^2 \cdot 7{,}66 \cdot 10^{-5} = 0{,}353 \text{ Вт},$$

$$P_{м3} = k_\theta I_3^2 R_{-1} = 1{,}28 \cdot 0{,}5^2 \cdot 0{,}018 = 0{,}006 \text{ Вт}.$$

Суммарные потери в меди обмоток

$$P_м = P_{м1} + P_{м2} + P_{м3} = 0{,}466 + 0{,}353 + 0{,}006 = 0{,}825 \text{ Вт}.$$

21. Потери в феррите магнитопровода

$$P_ф = P_{уд} M_ф,$$

где $P_{уд}$ — удельные потери в магнитопроводе, определяемые по формуле [43]:

$$P_{уд} = \rho_o \left(\frac{f}{f^*}\right)^{\nu} \left(\frac{B_т}{B_т^*}\right)^{\xi},$$

где $f^* = 1$ кГц — базовое значение частоты;

$B_т^* = 1$ Тл — базовое значение индукции;

ρ_o, ν и ξ — коэффициенты, полученные из экспериментальных данных и приведенные в табл. 5.20 для некоторых марок ферритов;

$M_ф$ — масса магнитопровода, равная суммарной массе двух Ш-образных деталей: $M_ф = 0{,}046 \cdot 2 = 0{,}092$ кг.

Таблица 5.20. Коэффициенты для расчета удельных потерь в магнитопроводах

Марка феррита	Толщина ленты, мм	ρ_o, Вт/кг	ν	ξ
Ферриты				
1500НМ3	—	23,2	1,2	2,2
2000НМ-А	—	35,5	1,2	2,4
2000НМ1-14	—	68,0	1,2	2,8
2000НМ3	—	44,6	1,3	2,7
2500НМС1	—	7,3	1,4	1,9
2500НМС2	—	11,5	1,2	1,7
3000НМ1-А	—	52,0	1,2	2,8

Марка феррита	Толщина ленты, мм	ρ_o, Вт/кг	ν	ξ
Сплавы				
34НКМП	0,10 0,05 0,02	10,0 6,8 5,1	1,6 1,4 1,3	1,7 1,6 1,7
40НКМПД	0,10 0,02	13,5 9,9	1,6 1,1	2,1 2,3
47НК	0,05 0,02	19,7 7,8	1,4 1,2	2,0 2,0
50Н	0,08 0,02	14,8 14,7	1,5 1,2	1,9 1,9
68НМ	0,05	7,0	1,6	1,7
79НМ	0,10 0,05 0,02	5,5 3,8 3,5	1,6 1,5 1,4	2,0 1,8 2,0
79НМА	0,02	2,5	1,4	2,1
80НХС	0,05	3,7	1,5	2,0

Из табл. 5.20 находим для феррита марки М2000НМ1:

$$\rho_o = 68 \text{ Вт/кг}; \ \nu = 1{,}2; \ \xi = 2{,}8.$$

Значение рабочей частоты f = 50 кГц берем из исходных данных, значение индукции $B_т$ = 0,115 Тл — согласно п. 7. Таким образом получим:

$$P_{уд} = 68\left(\frac{50}{1}\right)^{1,2}\left(\frac{0{,}115}{1}\right)^{2,8} = 17{,}427 \text{ Вт/кг}.$$

$$P_ф = 17{,}427 \cdot 0{,}092 = 1{,}603 \text{ Вт}.$$

22. Потери в трансформаторе

$$P_{тр} = P_м + P_ф = 0{,}825 + 1{,}603 = 2{,}43 \text{ Вт}.$$

23. Проверяем значение КПД на основании полученных расчетных значений мощностей

$$\eta = \frac{P_{вых}}{P_{вых} + P_{тр}} = \frac{245}{245 + 2{,}43} = 0{,}9902.$$

Таким образом, значение КПД принято в п. 2 с достаточно хорошим приближением и изменения его не требуется.

24. Уточняем значение входного тока трансформатора.

Активная составляющая тока холостого хода

$$I^а_{х.х} = \frac{P_ф}{U_1} = \frac{1{,}603}{132} = 0{,}0121 \text{ А}.$$

Реактивная составляющая тока холостого хода

$$I^r_{x.x} = \frac{H\,L_{ср.ф}}{n_1},$$

где $H = \dfrac{B}{\mu_o \mu_э}$;

$B = 0{,}115$ Тл — берется из п. 7;

$\mu_o = 4\pi 10^{-7}$ Гн/м;

$\mu_э = 1655$ — эквивалентная магнитная проницаемость, определяемая из табл. 5.17 для магнитопровода Ш12×15;

$L_{ср.ф} = 9{,}67$ см — длина средней линии магнитопровода Ш12×15 из табл. 5.17.

Вычисляем значения H и $I^r_{x.x}$:

$$H = \frac{0{,}115}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1655} = 55{,}13 \text{ А/м} = 0{,}5513 \text{ А/см},$$

$$I^r_{x.x} = 0{,}5513 \cdot \frac{9{,}67}{32{,}5} = 0{,}164 \text{ А}.$$

Ток холостого хода трансформатора

$$I_{x.x} = \sqrt{(I^a_{x.x})^2 + (I^r_{x.x})^2} = \sqrt{(0{,}0121)^2 + (0{,}164)^2} = 0{,}164 \text{ А}.$$

Уточненное значение входного тока:

$$I'_{x.x} = \sqrt{I^2_{x.x} + I^2_1} = \sqrt{(0{,}164)^2 + (1{,}875)^2} = 1{,}882 \text{ А}.$$

Учитывая, что cos φ в цепи первичной обмотки при нагруженном трансформаторе имеет значение ориентировочно 0,9, окончательно уточненное значение входного тока

$$I''_{1ут} = I'_{1ут}/\cos\varphi = 1{,}882/0{,}9 \approx 2{,}1 \text{ А}.$$

25. Определяем падения напряжения на обмотках трансформатора.

Падение на первичной обмотке

$$\Delta U_1 = k_\theta\, I''_{1ут}\, R_{\sim 1} = 1{,}28 \cdot 2{,}1 \cdot 0{,}091 = 0{,}245 \text{ В}.$$

Падение на обмотке 2

$$\Delta U_2 = k_\theta\, I_2\, R_{\sim 2} = 1{,}28 \cdot 60 \cdot 7{,}66 \cdot 10^{-5} = 0{,}0059 \text{ В}.$$

Падение на обмотке 3

$$\Delta U_3 = k_\theta I_3 R_{-3} = 1{,}28 \cdot 0{,}5 \cdot 0{,}018 = 0{,}0115 \text{ В}.$$

В процентном выражении:

$$\Delta U_1^{\%} = \frac{\Delta U_1}{U_1} 100\% = 0{,}186\%;$$

$$\Delta U_2^{\%} = \frac{\Delta U_2}{U_2} 100\% = 0{,}148\%;$$

$$\Delta U_3^{\%} = \frac{\Delta U_3}{U_3} 100\% = 0{,}115\%.$$

Проверяем принятые в п.п. 9 и 10 значения падений напряжения. Для этого определяем приведенные падения напряжения $\Delta U_{1-2}^{\%}$ (на обмотках 1 и 2) и $\Delta U_{1-3}^{\%}$ (на обмотках 1 и 3):

$$\Delta U_{1-2}^{\%} = \Delta U_1^{\%} + \Delta U_2^{\%} = 0{,}186 + 0{,}148 = 0{,}334\%;$$

$$\Delta U_{1-3}^{\%} = \Delta U_1^{\%} + \Delta U_3^{\%} = 0{,}186 + 0{,}115 = 0{,}301\%.$$

Полученное значение $\Delta U_{1-2}^{\%}$ близко к значению 0,5%, принятому в п. 9, а значение $\Delta U_{1-3}^{\%}$ близко к значению 0,4%, принятому в п. 10. Таким образом, принятые значения падений напряжения и, следовательно, количество витков не требуют уточнения.

26. Перегрев обмоток трансформатора

$$\Delta\theta = P_{тр}\, \xi_\theta,$$

где $\xi_\theta = 9{,}17$ °С/Вт — температурный коэффициент мощности из табл. 5.17;
$\Delta\theta = 2{,}43 \cdot 9{,}17 = 22{,}3$ °С.

При температуре окружающей среды +65 °С нагрев обмоток составит:

$$\theta = 65 + 22{,}3 = 87{,}3 \text{ °С} < \theta_{доп} = 90 \text{ °С}.$$

Если полученное значение θ больше допустимого $\theta_{доп}$, принятого в п. 20, то следует перейти на больший типоразмер магнитопровода.

Пример второй

Исходные данные.

Трансформатор выполняется с тремя вторичными обмотками (рис. 5.29).

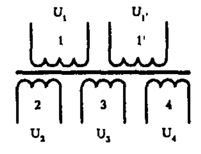


Рис. 5.29. Электрическая схема трансформатора

С учетом характеристик разрешенной компонентной базы и электрической схемы инвертора значение частоты принимается равным 50 кГц.

Напряжение на первичной полуобмотке определяется входным напряжением источника электропитания и схемой инвертора. В данном примере с учетом отрицательного допуска 10%:

$$U_1 = 27 - 2{,}7 = 24{,}3 \text{ В.}$$

Напряжения на обмотках 2, 3, 4 заданы с учетом падения напряжения на диодах выходных выпрямителей:

$$U_2 = 6 \text{ В}; \;\; U_3 = 6 \text{ В}; \;\; U_4 = 12{,}2 \text{ В.}$$

Токи обмоток 2, 3 и 4 определяются нагрузками и равны:

$$I_2 = 20/2; \;\; I_3 = 20/2; \;\; I_4 = 0{,}5 \text{ А.}$$

Диапазон изменения температуры окружающей среды задан с учетом размещения трансформатора в составе аппаратуры:

от минус 50 до +65 °С.

Расчет перегрева трансформатора проводится только для положительной температуры окружающей среды, от которой зависит надежность его работы.

Последовательность расчета.

1. Выходная мощность трансформатора

$$P_{вых} = I_2U_2 + I_3U_3 + I_4U_4 = \frac{20}{2}6 + \frac{20}{2}6 + 0{,}5 \cdot 12{,}2 = 126{,}1 \text{ В} \cdot \text{А.}$$

2. Принимаем КПД трансформатора на основании статистических данных $\eta = 0{,}97$. Тогда входная мощность трансформатора

$$P_{вх} = \frac{P_{вых}}{\eta} = \frac{126{,}1}{0{,}97} = 129{,}9 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

3. Входной ток трансформатора

$$I_1 = \frac{P_{вх}}{U_1} = \frac{129{,}9}{24{,}3} = 5{,}345 \text{ А}.$$

Округляем значение входного тока: $I_1 = 5{,}5$ А.

4. По значениям входной мощности $P_1 = 129{,}9$ В · А и частоты f = = 50 кГц выбираем магнитопровод из материала 2500НМС2, состоящий из одного Н-образного и двух пластинчатых сердечников (рис. 5.30). Пример условного обозначения: "Сердечник М2500НМС2-27; Н46×12×8 ПЯО.707.841 ТУ"; "Сердечник М2500НМС2-27; П46×8×2 ПЯО.707.841 ТУ".

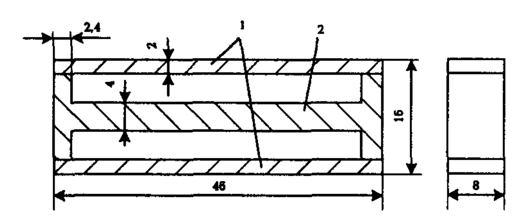


Рис. 5.30. Магнитопровод из трех сердечников:
1 — сердечники пластинчатые; 2 — сердечник Н-образный

5. Эквивалентное сечение A_e выбранного магнитопровода, определяемое в соответствии с ГОСТ 18614—79 и [41], равно $A_e = 0{,}36$ см^2.

6. Площадь поперечного сечения провода обмотки определяется допустимой плотностью тока j:

$$q_i = I_i \,/\, j_i\,; \quad i=1,\ 1',\ 2,\ 3,\ 4.$$

Для эквивалентного сечения магнитопровода 0,36 см^2 и массы магнитопровода 16,5 г согласно рекомендациям табл. 5.17 принимаем допустимую плотность тока $j \le 6$ А/мм^2.

6.1. Для первичной обмотки принимаем плотность тока j_1 = = 5,47 А/мм^2. Тогда сечение провода первичной обмотки

$$\frac{I_1}{j_1} = \frac{5{,}5/2}{5{,}47} = 0{,}5 \text{ мм}^2.$$

В качестве обмоточного выбираем провод марки ПЭТВ-2 (табл. 5.18). Для первичной обмотки провод сечением 0,5 мм^2 имеет размер по меди $d_{м1}$ = 0,8 мм и по изоляции $d_{из1}$ = 0,88 мм.

6.2. Для обмоток 2 и 3 принимаем $j_2 = j_3$ = 4,07 А/мм^2. Тогда сечения

$$q_2 = q_3 = \frac{20/2}{4{,}07} = 2{,}457 \text{ мм}^2.$$

Выбираем провод с диаметром по меди $d_{м2} = d_{м3}$ = 1,25 мм (два параллельных провода) и по изоляции $d_{из2} = d_{из3}$ = 1,35 мм.

7. Для обмотки 4 принимаем j_4 = 4 А/мм^2. Тогда сечение

$$q_4 = \frac{0{,}5}{4} = 0{,}125 \text{ мм}^2.$$

Для обмотки 4 провод сечением 0,125 мм^2 имеет диаметр по меди $d_{м4}$ = 0,4 мм и диаметр по изоляции $d_{из4}$ = 0,46 мм.

Число витков первичной обмотки

$$W_1 = W_{1'} = \frac{U_1 \cdot 10^4}{4\ k_ф\ f\ B_т\ A_e},$$

где $k_ф$ — коэффициент формы трансформируемого напряжения (для меандра $k_ф$ = 1, для синусоиды $k_ф$ = 1,1).

Принимаем $B_т$ = 0,195 Тл. Тогда число витков первичной обмотки

$$W_1 = W_{1'} = \frac{24{,}3 \cdot 10^4}{4 \cdot 1 \cdot 50000 \cdot 0{,}195 \cdot 0{,}32} = 19{,}5 \text{ витка.}$$

8. Значение напряжения, приходящееся на один виток первичной обмотки

$$e_1 = U_1 / W_1 = \frac{24{,}3}{19{,}5} = 1{,}246 \text{ В/виток.}$$

9. Числа витков вторичных обмоток

$$W_2 = W_3 = \frac{U_2 m_2}{e_1}.$$

Принимаем падение напряжения ΔU_2 и ΔU_3 на каждой из обмоток 2 и 3 равными по 4% от выходных напряжений. Для этого значения падения напряжения коэффициент $m_2 = m_3 = 1{,}04$. Тогда числа витков

$$W_2 = W_3 = 6 \cdot 1{,}04 \,/\, 1{,}246 = 5 \text{ витков.}$$

Для обмотки 4 принимаем $\Delta U_4 = 2\%$. Тогда коэффициент $m_4 = 1{,}02$ и число витков

$$W_4 = 12{,}2 \cdot 1{,}02 \,/\, 1{,}246 = 10 \text{ витков.}$$

10. Обмотки 2 и 3 мотаются в один слой двумя проводами одновременно. Межобмоточная и внешняя изоляции выполняются из изолирующей бумаги марки К-120 (один слой толщиной 0,12 мм).

Средние длины витков обмоток определяются размерами магнитопровода.

Для первичной полуобмотки $L_{ср1} = 36$ мм.

Для обмоток 2 и 3 $L_{ср2} = L_{ср3} = 50$ мм.

Для обмотки 4 $L_{ср4} = 60$ мм.

Сопротивления обмоток определяются по формуле:

$$R = L_{ср} W r,$$

где r — удельное сопротивление провода, Ом/мм.

Для первичной обмотки

$$r_1 = 35{,}64 \cdot 10^{-6} \text{ Ом/мм},$$

$$R_1 = L_{ср1} W_1 r_1 = 36 \cdot 19{,}5 \cdot 35{,}64 \cdot 10^{-6} = 0{,}025 \text{ Ом.}$$

Для обмоток 2 и 3:

$$r_2 = r_3 = 7{,}26 \cdot 10^{-6} \text{ Ом/мм},$$

$$R_2 = R_3 = L_{ср2}\, W_2\, r_2 = 50 \cdot 5 \cdot 7{,}26 \cdot 10^{-6} = 0{,}0018 \text{ Ом.}$$

Для обмотки 4:

$$r_4 = 142{,}2 \cdot 10^{-6} \text{ Ом/мм},$$

$$R_4 = L_{ср4}\, W_4\, r_4 = 60 \cdot 10 \cdot 142{,}2 \cdot 10^{-6} = 0{,}0853 \text{ Ом.}$$

11. Потери в меди обмоток

$$P_{Mi} = k_\theta\, I_i^2\, k_{-i}\, R_i\,,\ i=1,\,2,\,3,\,4,$$

где k_θ — температурный коэффициент сопротивления, учитывающий температуру перегрева $\Delta\theta$ обмотки относительно температуры $\theta_{о.с}$ окружающей среды (в диапазоне $\theta_{о.с}$ от 0 до 150 °C;
$k_{\sim i}$ — коэффициент увеличения активного сопротивления при повышении частоты f тока, определяемой по рис. 5.28;
$k_\theta = 1 + \vartheta \cdot \Delta\theta$.

Для меди в диапазоне $\theta_{о.с}$ от 0 до 150 °C коэффициент $\vartheta = 4 \cdot 10^{-3}$ 1/град.

Задаемся допустимым значением нагрева обмоток $\theta_{доп} = 110$ °C. Тогда перегрев обмоток относительно температуры 20 °C составит:

$$\Delta\theta = 110 - 20 = 90 \text{ °C}$$

и поправочный коэффициент сопротивления

$$k_\theta = 1 + 4 \cdot 10^{-3} \cdot 90 = 1{,}36.$$

Коэффициенты $k_{\sim i}$ обмоток при частоте тока 50 кГц:

для первичной обмотки ($d_{м1} = 0{,}8$ мм) $k_{\sim 1} = 1{,}18$;

для обмоток 2 и 3 ($d_{м2} = d_{м3} = 1{,}25$ мм) $k_{\sim 2} = k_{\sim 3} = 1{,}35$;

для обмотки 4 ($d_{м4} = 0{,}4$ мм) $k_{\sim 4} = 1{,}04$.

Потери в обмотках:

$$P_{м1} = 1{,}36 \cdot (5{,}5)^2 \cdot 1{,}18 \cdot 0{,}025 = 1{,}21 \text{ Вт},$$

$$P_{м2} = 1{,}36 \cdot (20)^2 \cdot 1{,}35 \cdot 0{,}0018 = 1{,}31 \text{ Вт},$$

$$P_{м4} = 1{,}36 \cdot (0{,}5)^2 \cdot 1{,}04 \cdot 0{,}0853 = 0{,}032 \text{ Вт}.$$

Величина $P_{м2}$ учитывает потери в обмотках 2 и 3.

Суммарные потери в меди обмоток

$$P_м = P_{м1} + P_{м2} + P_{м4} = 1{,}21 + 1{,}31 + 0{,}032 = 2{,}552 \text{ Вт}.$$

12. Потери в феррите магнитопровода

$$P_ф = P_{уд} M_ф,$$

где $P_{уд}$ — удельные потери в магнитопроводе, определяемые по формуле

$$P_{уд} = \rho_o \left(\frac{f}{f^*}\right)^{\nu} \left(\frac{B_т}{B_т^*}\right)^{\xi},$$

где $f^* = 1$ кГц — базовое значение частоты;
$B_т^* = 1$ Тл — базовое значение индукции;

ρ_o, ν, ξ — коэффициенты, полученные из экспериментальных данных (приведены в табл 5.20 для некоторых марок ферритов);
$M_ф$ — масса магнитопровода, равная суммарной массе трех его составных частей. $M_ф = 0{,}0165$ кг.

Из табл. 5.20 находим коэффициенты для феррита марки 2500НМС2: $\rho_o = 11{,}5$ Вт/кг; $\nu = 1{,}2$; $\xi = 1{,}7$.

Значение рабочей частоты берем из исходных данных ($f = 50$ кГц), значение индукции $B_т = 0{,}195$ Тл принято в п. 7. Удельные потери

$$P_{уд} = 11{,}5(50 / 1)^{1,2}\,(0{,}195 / 1)^{1,7} = 75{,}21 \text{ Вт/кг.}$$

Потери в феррите $P_ф = 75{,}21 \cdot 0{,}0165 = 1{,}24$ Вт.

13. Суммарные потери в трансформаторе

$$P_{тр} = P_м + P_ф = 2{,}552 + 1{,}24 = 3{,}79 \text{ Вт.}$$

14. Проверяем значение КПД на основании полученных расчетных значений мощностей

$$\eta = \frac{P_{вых}}{P_{вых} + P_{тр}} = \frac{126{,}1}{126{,}1 + 3{,}79} = 0{,}9708.$$

Таким образом, принятое в п. 2 значение КПД (0,97%) имеет достаточно хорошее приближение к расчетному и изменения не требует.

15. Определяем температуру перегрева трансформатора:

$$\Delta\theta_{тр} = \frac{P_м + P_ф}{\alpha S_{охл}} = \frac{2{,}552 + 1{,}24}{1{,}2 \cdot 10^{-3} \cdot 70{,}6} = 44{,}76\ ^\circ\text{C},$$

где $\alpha = 1{,}2 \cdot 10^{-3}$ — коэффициент теплоотдачи, Вт / (см$^2 \cdot$ °С);
$S = 70{,}6$ см^2 — поверхность охлаждения.

При температуре окружающей среды +65 °С нагрев трансформатора составит

$$\theta = 65 + 44{,}76 = 109{,}76\ ^\circ\text{C},$$

что не превышает допустимую температуру +110 °С.

16. Проверяем выбранные значения падений напряжений в обмотках.

$$\Delta U_1 = k_\theta\, k_{\sim 1}\, I_1\, R_1 = 1{,}28 \cdot 1{,}18 \cdot 5{,}5 \cdot 0{,}025 = 0{,}207\ \text{В},$$

$$\Delta U_2 = \Delta U_3 = k_\theta\, k_{\sim 2}\, I_2\, R_2 = 1{,}28 \cdot 1{,}35 \cdot 20 \cdot 0{,}0018 = 0{,}062\ \text{В},$$

$$\Delta U_4 = k_\theta\, k_{\sim 4}\, I_4\, R_4 = 1{,}28 \cdot 1{,}04 \cdot 0{,}5 \cdot 0{,}0853 = 0{,}0568\ \text{В}.$$

В процентном выражении:

$$\Delta U_1(\%) = (\Delta U_1 \,/\, U_1) \cdot 100 = (0{,}207 \,/\, 24{,}3)100 = 0{,}85\%,$$

$$\Delta U_2(\%) = \Delta U_3(\%) = (\Delta U_2 \,/\, U_2) \cdot 100 = (0{,}062 \,/\, 6)100 = 1{,}03\%,$$

$$\Delta U_4(\%) = (\Delta U_4 \,/\, U_4) \cdot 100 = (0{,}0568 \,/\, 12{,}2)100 = 0{,}46\%.$$

Определяем приведенные падения напряжения $\Delta U_{1-2}(\%)$ (на обмотках 1 и 2), $\Delta U_{1-3}(\%)$ (на обмотках 1 и 3) и $\Delta U_{1-4}(\%)$ (на обмотках 1 и 4).

$$\Delta U_{1-2}(\%) = \Delta U_{1-3}(\%) = \Delta U_1(\%) + \Delta U_2(\%) = 0{,}85 + 1{,}03 = 1{,}88\%,$$

$$\Delta U_{1-4}(\%) = \Delta U_1(\%) + \Delta U_4(\%) = 0{,}785 + 0{,}46 = 1{,}31\%.$$

Полученные значения $\Delta U_{1-2}(\%)$, $\Delta U_{1-3}(\%)$ и $\Delta U_{1-4}(\%)$ меньше принятых в п. 9 значений падений напряжения (4 и 2% соответственно). Следовательно, принятые значения падений напряжения и количество витков не требуют уточнения.

17. Проверяем необходимость учета индуктивности рассеивания

$$L_S = k_R \frac{\mu_o}{h} W_1^2 L_{cp} \left(b_{1-2} + \frac{b_1 + b_2}{3} \right),$$

где $k_R = 1 - \dfrac{b_1 + b_2 + b_{1-2}}{\pi h}$;

μ_o — магнитная постоянная;
h — толщина стержня магнитопровода;
W_1 — число витков первичной обмотки;
L_{cp} — средняя длина витка обмоток 1 и 2;
b_i — толщина обмотки, $i = 1, 2$;
b_{1-2} — расстояние между обмотками 1 и 2.

В рассматриваемой конструкции трансформатора

$$k_R \approx 1;\ \mu_o = 4\pi \cdot 10^{-9};\ h = 4\ \text{мм};\ W_1 = 19{,}5;\ L_{cp} = 4{,}3\ \text{см};$$
$$b_{1-2} = 0{,}012\ \text{см};\ b_1 + b_2 = 0{,}4\ \text{см}.$$

Таким образом

$$L_S = 1 \cdot \frac{4\pi \cdot 10^{-9}}{4}(19{,}5)^2 4{,}3(0{,}012 + \frac{0{,}4}{3}) = 0{,}75 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}.$$

Отсюда индуктивное сопротивление

$$\omega L_S = 2\pi f L_S = 2\pi \cdot 50000 \cdot 0{,}75 \cdot 10^{-6} = 0{,}23 \text{ Ом}.$$

Приведенное сопротивление нагрузки

$$R_н' = U_1^2 / P_2 = (24{,}3)^2 / 126{,}1 = 4{,}68 \text{ Ом}.$$

Так как $R_н' \gg \omega L_S$, то влиянием индуктивности рассеивания можно пренебречь.

Магнитопровод с обмотками помещается в корпус из АГ-4В (рис. 5.31) и заливается кремнийорганическим клеем-герметиком.

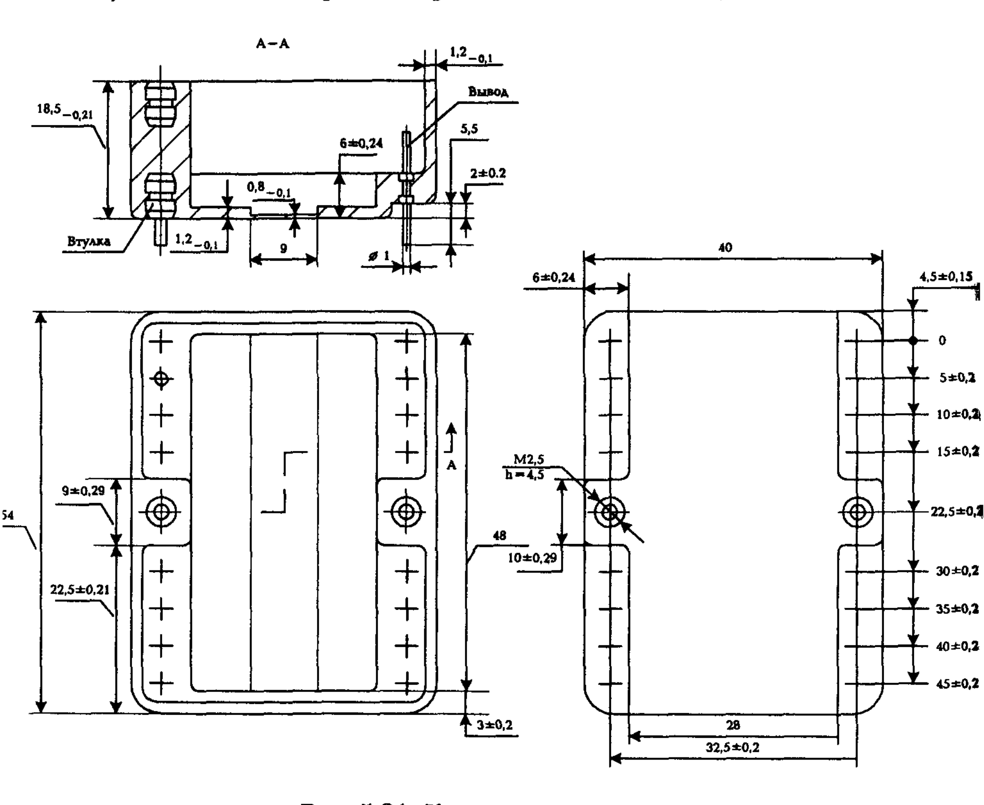


Рис. 5.31. Корпус трансформатора

5.7. Дроссели

При частоте переменного тока до 5 кГц дроссели сглаживающих фильтров обычно выполняются с магнитопроводом из трансформаторной стали (например, марки 3423 толщиной 0,08 мм). При частоте переменного тока более 20 кГц дроссели выполняются на Ш-образных, броневых и кольцевых магнитопроводах из феррита, пермаллоя, альсифера. Для выбора конфигурации магнитопровода можно воспользоваться следующими рекомендациями [19]:

- для дросселей, работающих без подмагничивания или с подмагничиванием, но с малым накоплением магнитной энергии, предпочтителен кольцевой магнитопровод из-за отсутствия зазора;
- для дросселей с подмагничиванием при необходимости накопления магнитной энергии броневой магнитопровод лучше кольцевого благодаря возможности создания зазора;
- увеличение мощности в кольцевых и прямоугольных магнитопроводах может быть достигнуто сложением нескольких магнитопроводов с целью увеличения поперечного сечения;
- магнитопровод типа Б является хорошим магнитным экраном для обмотки, находящейся внутри него, поскольку максимальное значение индукции достигается лишь в центральном сечении, а в остальной части магнитопровода она мала. При этом магнитные параметры (в первую очередь, магнитная проницаемость) достаточно высоки, поскольку магнитопровод типа Б имеет большой запас по объему магнитного материала.

В источниках электропитания широкое применение находят дроссели типа Д13 (табл. 5.21), рассчитанные на диапазон частот (0,05...200) кГц и рабочую температуру от минус 60 до +85 °C.

Они имеют корпусное и бескорпусное исполнения. В табл 5.21 и на рис. 5.32 указаны размеры для корпусного исполнения. Дроссели в бескорпусном исполнении предназначены для применения в составе герметизированных модулей. Индуктивность дросселя L_f зависит от частоты f и определяется из выражения:

$$L_f = k\, L_{100},$$

где L_{100} — индуктивность при частоте 100 кГц, приведенная в колонке 5 табл. 5.21;
k — коэффициент, зависимость которого от частоты приведена в табл. 5.22.

Таблица 5.21. Номинальные параметры дросселей типа Д13 при последовательном соединении обмоток и частоте 100 кГц

Типономинал дросселя	1	2	3	4	5	6
Д13-1	53	0,45	0,5	0,315	7,5×15×10	5
Д13-2	33	0,125	1,0	0,08		
Д13-3	12	0,015	4,0	0,005		
Д13-4	47	0,2	1,0	0,2	10×17×11,25	8
Д13-5	18	0,03	4,0	0,0125		
Д13-6	100	0,75	0,5	1,25	11×18×12,5	10
Д13-7	48	0,35	1,0	0,315		
Д13-8	15	0,25	4,0	0,02		
Д13-9	132	0,8	0,5	2,0	11×19×15	12
Д13-10	34	0,3	1,0	0,5		
Д13-11	16	0,025	4,0	0,0315		
Д13-12	200	0,75	0,5	3,15	12×22×17,5	25
Д13-13	120	0,4	1,0	0,8		
Д13-14	30	0,025	4,0	0,05		
Д13-15	122	0,45	1,0	1,25	15,5×29×22,5	40
Д13-16	34	0,05	4,0	0,08		
Д13-17	210	0,6	1,0	2,0	13×30×25	45
Д13-18	34	0,065	4,0	0,125		
Д13-19	135	0,9	1,0	5,0	16×36×30	62
Д13-20	74	0,075	4,0	0,315		
Д13-21	10	0,01	16,0	0,02		
Д13-22	25	0,025	8,0	0,08		

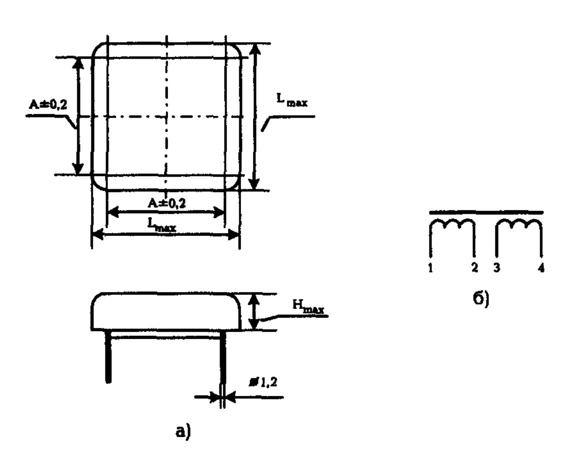


Рис. 5.32. Дроссель Д13: а — общий вид; б — схема электрическая

Таблица 5.22. Зависимость коэффициента k от частоты

k	1,2	1,1	1,0	0,8
кГц	20	50	100	200

В табл. 5.21 приняты следующие обозначения: 1 — переменная составляющая напряжения, В (эффективное значение); 2 — сопротивление одной обмотки постоянному току, Ом; 3 — ток подпитки, А, не более; 4 — индуктивность, мГн, не менее; 5 — размеры (H × L × A), мм; 6 — масса, г.

При параллельном соединении обмоток допустимый ток увеличивается вдвое, а индуктивность уменьшается в 4 раза.

5.8. Умножитель напряжения

В телевизионной аппаратуре находят применение умножители напряжения, предназначенные для выпрямления и умножения импульсного напряжения обратного хода строчной развертки. Полученное постоянное напряжение используется для электропитания второго анода кинескопа.

Типовым представителем таких устройств является умножитель типа УП 8,5/25-1,2-А, отвечающий требованиям климатического исполнения УХЛ. Его электрическая схема приведена на рис. 5.33, габаритные размеры — на рис. 5.34. В диапазоне температур окружающей среды от минус 10 до +60 °С основные характеристики имеют значения:

входное напряжение $U_{вх}$ = 3,5 кВ;
выходное напряжение $U_{вых}$ = (24±1) кВ;
выходной ток $I_{вых}$ = 0,9 мА.

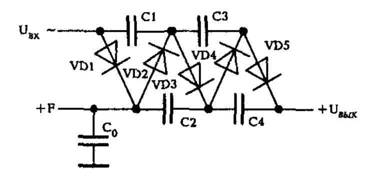


Рис. 5.33. Электрическая схема умножителя напряжения типа УН8,5/25-1,2-А

В составе умножителя использованы конденсаторы типа К73-13 и диоды типа КП106. График допустимых режимов эксплуатации умножителей напряжения УН 8,5/25-1,2 и УН 8,5/25-1,2-А в телевизорах приведен на рис. 5.35.

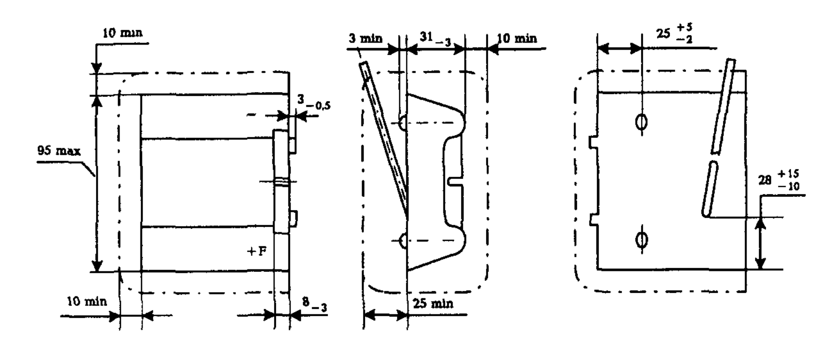


Рис. 5.34. Умножитель напряжения типа УН8,5/25-1,2-А

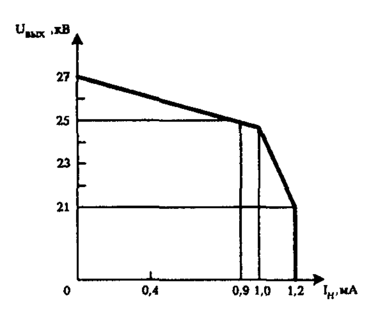


Рис. 5.35. График допустимых режимов эксплуатации умножителей напряжения УН8,5/25-1,2 и УН8,5/25-1,2-А при среднем токе 150 мкА на выводе +F

В зоне, обведенной на рис. 5.34 штрих-пунктирной линией, не должны находиться токоведущие и нетоковедущие металлические элементы за исключением проводов. Последние должны подходить к выводам умножителя, пересекая обведенную зону под углом не менее 45° к поверхности умножителя.

При монтаже умножителя между выводом "+F" и корпусом устанавливается конденсатор C_0 емкостью 2200 пФ с рабочим напряжением не менее 10 кВ. Места паек не должны иметь острых выступов. Выводы умножителя не должны касаться между собой, проводов и шасси телевизора.

5.9. Устройство термостатирующее

Устройство термостатирующее предназначено для поддержания температуры (75 ± 5) °С внутренней стенки термокамеры, в которой размещается объект термостатирования: две платы стабилизатора напряжения с размерами 35×40×10 мм. Погрешность поддержания температуры ± 1,5 °С. Выход устройства на режим через 3 минуты после работы в дежурном режиме в течение 15 минут. Время непрерывной работы 5 часов. Электропитание устройства осуществляется от источника с напряжением 27 ± 10%. Термостатирующее устройство конструктивно состоит из термокамеры и устройства управления.

Конструкция термокамеры показана на рис. 5.36, схема электрическая — на рис. 5.37. Основным узлом термокамеры является сварной стакан квадратного сечения, изготовленный из алюминиевого сплава толщиной 6 мм марки АД1М. Выбор материала обусловлен хорошей теплопроводностью и свариваемостью. На поверхности стакана создается изолирующее покрытие (анодное оксидирование), на которое затем наносится лак. На задней стенке стакана установлены два датчика температуры (терморезисторы типа СТ4-16-18 кОм) и переходные колодки для нагревателей и датчиков температуры. На передней стенке предусмотрено отверстие для вывода жгута из 20 соединительных проводов.

Нагреватели выполнены из отожженной нихромовой проволоки марки 04-3а-Х15Н60, сложенной бифиллярно. Нагреватели наматываются на боковую поверхность стакана. Их концы подключаются к переходным колодкам. С целью исключения межвиткового короткого замыкания между витками нагревателя прокладывается хлопчатобумажная нитка. Поверх нагревателей размещаются покрытая лаком стеклолента и 4 слоя асбеста. Термостатируемый объем изолируется снаружи термореактивным пенопластом.

Термокамера заключена в корпус из алюминиевого сплава со съемными крышками. На задней крышке закреплена розетка для подвода электроэнергии к нагревателям и датчикам температуры.

Устройство управления производит сравнение показаний терморезистора с опорным напряжением. При отклонении температуры стакана от заданной возникает сигнал рассогласования, который усиливается в устройстве управления и преобразуется в широтно-модулированные импульсы напряжения 27 В. Ширина импульсов пропорциональна сигналу рассогласования. Усиленные по мощно-

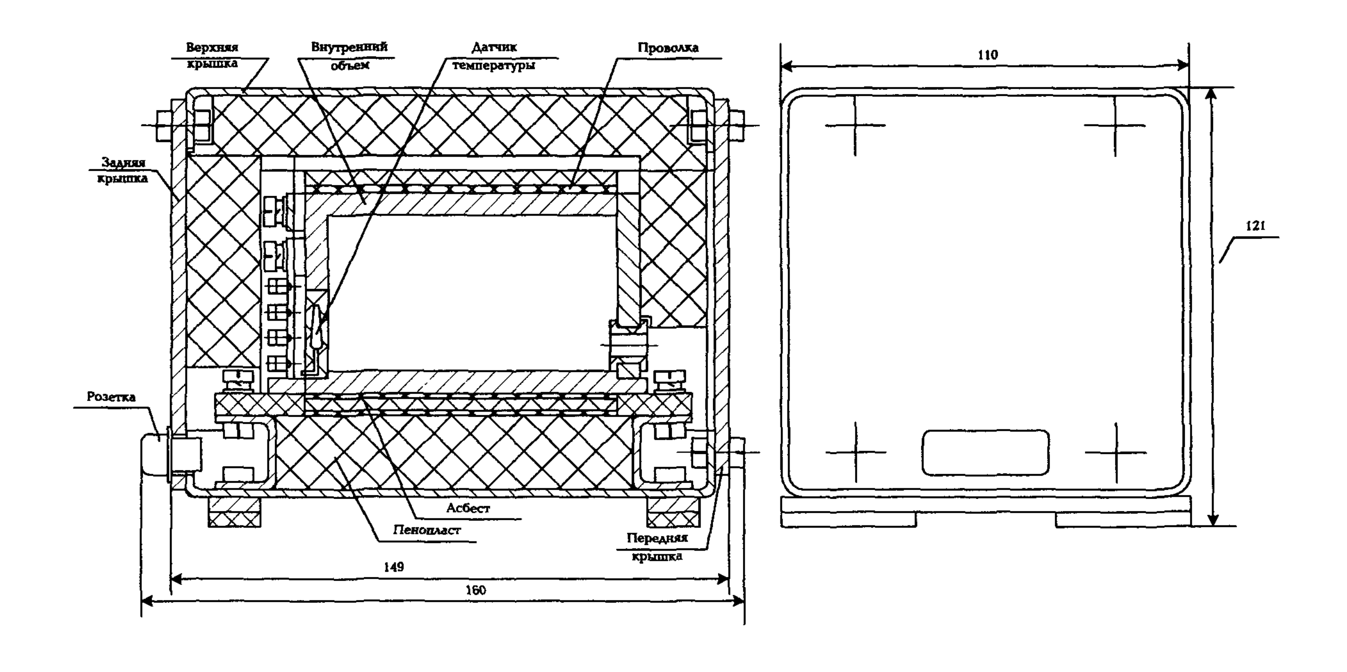
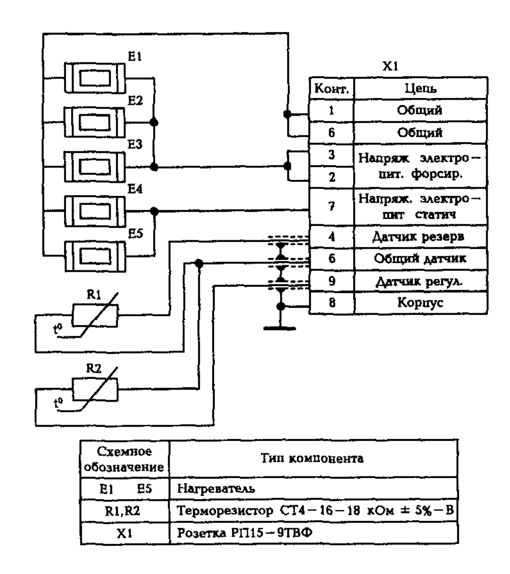


Рис. 5.36. Общий вид термокамеры



Схемное обозначение	Тип компонента
E1 E5	Нагреватель
R1,R2	Терморезистор СТ4–16–18 кОм ± 5%–В
X1	Розетка РП15–9ТВФ

Рис. 5.37. Электрическая схема термокамеры

сти импульсы поступают на нагреватели. Таким образом, осуществляется пропорциональное однополярное регулирование нагрева.

Устройство управления обеспечивает два режима работы:

1) форсированный выход на режим, при котором включены 5 нагревателей;

2) режим статирования температуры, при котором отключаются три нагревателя, а поддержание температуры осуществляется двумя нагревателями.

Электрическая схема устройства управления (рис. 5.38, табл. 5.23) *содержит следующие узлы: стабилизатор напряжения;* канал управления двумя регулирующими нагревателями; канал управления тремя нагревателями для форсирования нагрева, которые отключаются при достижении температурой точки статирования; узел формирования сигнала аварии.

Таблица 5.23. Компоненты схемы устройства управления термокамерой

Схемное обозначение	Тип компонента
Конденсаторы	
С1, С3	К53-4А-30 В-33 мкФ ± 20%
С2, С5	К10-17-1в-Н90-0,1 мкФ-В
С4, С9, С10	К10-17-1в-М1500-0,01 мкФ-В
С6	К10-17-1в-Н90-0,047 мкФ-В
С7	К10-17-1в-М75-10 пФ-В

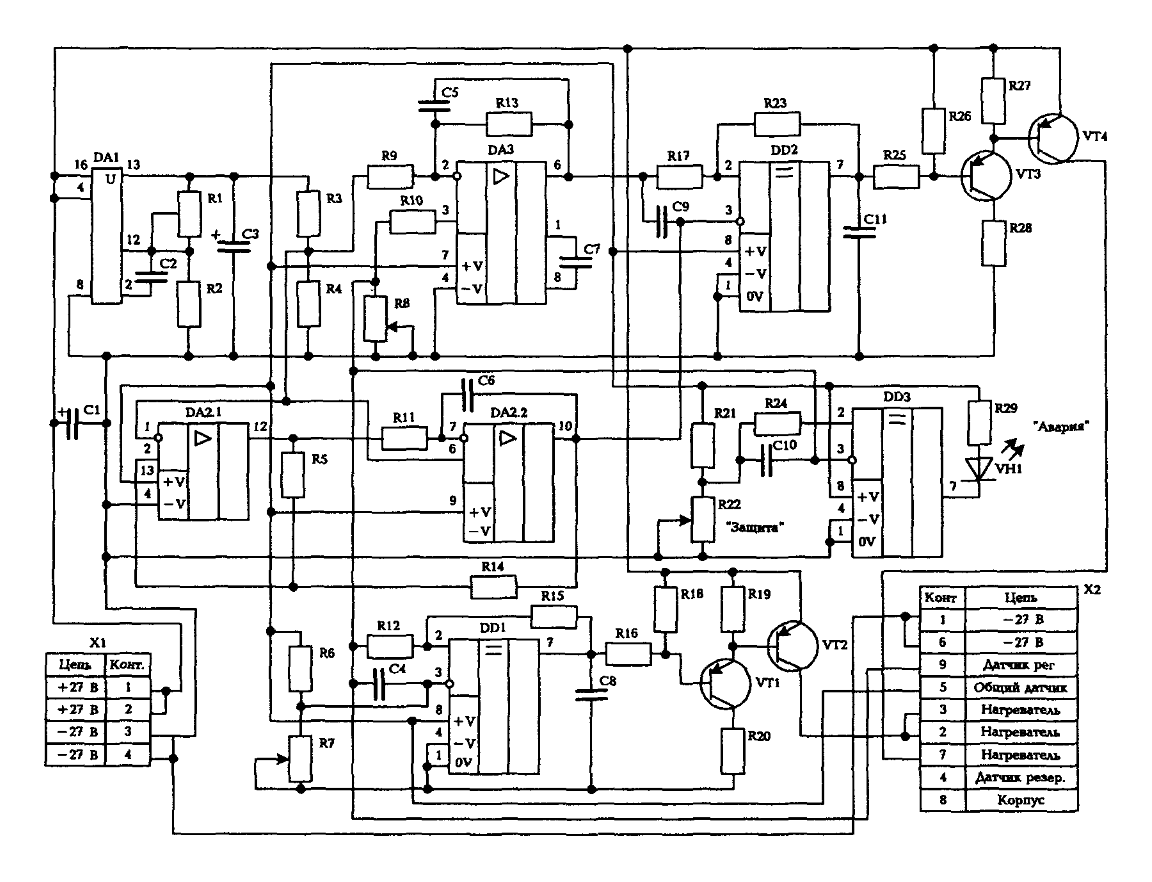


Рис. 5.38. Электрическая схема устройства управления

Схемное обозначение	Тип компонента
C8, C11	К10-17-1в-Н90-0,01 мкФ-В
Резисторы	
R1, R7, R8, R22	СП5-2ВА-0,5 Вт-10 кОм ± 5%
R2	С2-33-0,25 Вт-470 Ом ± 5% -В
R3, R4, R6, R9, R10, R21	С2-29В-0,25 Вт-10 кОм ± 1%-1,0-А
R5, R11	С2-33-0,25 Вт-100 кОм ± 5% -В
R12, R17, R24	С2-33-0,25 Вт-10 кОм ± 5% -В
R13	С2-33-0,25 Вт-150 кОм ± 5% -В
R14	С2-33-0,25 Вт-33 кОм ± 5% -В
R15, R23	С2-33-0,25 Вт-1 МОм ± 5% -В
R16, R25	С2-33-0,25 Вт-2,2 кОм ± 5% -В
R18, R26	С2-33-0,25 Вт-390 Ом ± 5% -В
R19, R27	С2-33-0,5 Вт-560 Ом ± 5% -В
R20, R28	С2-33-0,5 Вт-1 кОм ± 5% -В
R29	С2-33-0,25 Вт-3 кОм ± 5% -В
VH1	Светодиод 3Л341Б

Стабилизатор DA1 (микросхема 142ЕН2А) обеспечивает схему стабилизированным напряжением 20 В. Датчик температуры, подключаемый к контактам 9 и 5 разъема X2, является плечом уравновешенного моста постоянного тока, содержащего резисторы R3, R4, R8. Переменным резистором R8 устанавливается уровень температуры статирования. С выхода моста сигнал рассогласования подается на входной усилитель DA3 (микросхема 140УД14). Отрицательная обратная связь осуществляется при помощи компонентов C5, R13. Емкость C7 является корректирующей.

С усилителя DA3 сигнал подается на вход 2 компаратора DD2 (микросхема 521СА3). На другой вход компаратора поступает пилообразное напряжение. Компоненты R17, C9, R23 служат для повышения помехоустойчивости микросхемы DD2. Генератор пилообразного напряжения DA2 выполнен на микросхеме 140УД20А. На выходе компаратора DD2 формируется широтно-модулированный сигнал, пропорциональный разности температур. Этот сигнал поступает на усилитель мощности, содержащий транзисторы VT3 (2Т830А) и VT4 (2Т709Б). Выходное широтно-модулированное напряжение поступает на регулирующий нагреватель.

Канал управления тремя нагревателями для форсирования нагрева содержит компаратор DD1 (521СА3) и усилитель мощности. На вход компаратора DD1 включен мост постоянного тока, в одно плечо которого включен датчик температуры (контакты 9 и 5 разъема X2). В другое плечо моста включен резистор R7, задающий температуру в термокамере, при которой отключаются 3 нагревателя для форси-

рования нагрева. С выхода компаратора DD1 сигнал поступает на усилитель мощности, содержащий транзисторы VT1 (2T830A) и VT2 (2T825A). Компоненты R12, C4, R15 служат для повышения помехоустойчивости микросхемы DD1.

Узел формирования сигнала аварии содержит входной мост с резистором R22, задающим уровень аварийной температуры, и компаратор DD3 (микросхема 521CA3). Сигнал о превышении температурой термокамеры допустимого значения выдается светодиодом VH1 ("Авария"). Электрические связи устройства управления с термокамерой и источником напряжения 27 В осуществляются с помощью разъемов X1 (2РМД18Б4Ш5В2) и X2 (РП15-91ВФ) соответственно.

Расчет термокамеры

Определяется мощность нагревателя, необходимая для достижения и статирования заданной температуры. Расчет проводится для температур:

- температура окружающей среды от минус 10 до 60 °С;
- температура статирования 80 °С.

Тепловые потери Q_1 через стенки камеры определяются по формуле:

$$Q_1 = k \cdot F \cdot \Delta t,$$

где k — коэффициент теплопередачи, Вт/(м^2 · град);
F — поверхность теплопередачи, м^2;
Δt — температурный напор между окружающей средой и объектом статирования, град;

$$k = \frac{1}{1/\alpha + \sum (\delta_i/\lambda_i)},$$

α — коэффициент теплоотдачи;
α = 2,4 Вт/(м^2 · град);

$\sum (\delta_i / \lambda_i)$ — термическое сопротивление стенок камеры с толщинами δ_i, (м^2 · град)/Вт;

$$k = \frac{1}{\frac{1}{2,4} + \frac{6 \cdot 10^{-3}}{200} + \frac{0,3 \cdot 10^{-3}}{0,307} + \frac{4 \cdot 10^{-3}}{0,116}} = 2,2 \text{ Вт / (м}^2 \cdot \text{град).}$$

$$Q_1 = 2,2 \, [\, 4(140 \times 110) + (110 \times 110) \,]\, 10^{-6} \cdot 91,5 = 17,27 \text{ Вт.}$$

Теплотоки по проводам определяются по формуле:

$$Q_2 = n \cdot \Delta t \sqrt{\alpha\, S\, \Pi\, \lambda}, \text{ Вт},$$

где n — количество проводов, шт;
S — сечение провода, $м^2$;
П — периметр провода, м;
λ — коэффициент теплопроводности, Вт/(м • град).

$$Q_2 = 20 \cdot 91{,}5 \sqrt{2{,}2 \cdot 0{,}14\pi \cdot 0{,}422 \cdot 390 \cdot 10^{-9}} = 0{,}73 \text{ Вт}.$$

Суммарные теплотоки

$$\sum Q = Q_1 + Q_2 = 17{,}27 + 0{,}73 = 18 \text{ Вт}.$$

Определяется ток длина проволоки нагревателя при заданном напряжении U = 30 В и диаметре нихромовой проволоки d = 0,4 мм.

Ток в одном нагревателе

$$I = j\, S, \text{ А},$$

где j — допустимая плотность тока,
$j = 13$ А/$мм^2$;
S — сечение проволоки, $мм^2$;
$S = \pi \cdot 0{,}4^2 / 4 = 0{,}125$ $мм^2$.

$$I = 13 \cdot 0{,}125 = 1{,}63 \text{ А}.$$

Сопротивление нихромовой проволоки

$$R = U / I = 30 / 1{,}63 = 18{,}4 \text{ Ом}.$$

Длина проволоки для одного нагревателя

$$l = R\, S / \rho = \frac{18{,}4 \cdot 1{,}256}{1{,}1} = 2{,}1 \text{ м},$$

где ρ — удельное электрическое сопротивление проволоки;
$\rho = 1{,}1$ Ом • $мм^2$/м.

Длина пяти нагревателей

$$L = 5\, l = 5 \cdot 2{,}1 = 10{,}5 \text{ м}.$$

Мощность одного нагревателя

$$W = U\, I = 30 \cdot 1{,}63 = 48{,}9 \text{ Вт}.$$

Суммарная мощность пяти нагревателей

$$\sum W = 5W = 5 \cdot 48{,}9 = 244{,}5 \text{ Вт.}$$

В режиме статирования работают два нагревателя, мощность которых

$$W_{ст} = 2 \cdot 48{,}9 = 97{,}8 \text{ Вт.}$$

Общее сопротивление пяти нагревателей

$$R_{общ} = R / n = 18{,}4 / 5 = 3{,}68 \text{ Ом.}$$

Общий ток в пяти нагревателях

$$I = U / R_{общ} = 30 / 3{,}68 = 8{,}15 \text{ А.}$$

Время выхода в режим определяется зависимостью:

$$\tau = \frac{\sum G_i \cdot c \cdot \Delta t}{\sum W \cdot 3{,}6},$$

где G_i — масса отдельных деталей термокамеры, кг;
c — теплоемкость деталей тормокамеры, кДж/кг•град;
Δt — температурный напор между окружающей средой и деталями термокамеры, град.

В табл. 5.24 приведены данные для определения количества теплоты, необходимой для изменения температуры деталей конструкции на заданное значение Δt.

Таблица 5.24. Параметры материалов термокамеры и данные по количеству теплоты

Наименование	Объем, $м^3$	Плотность, $кг/см^3$	Масса, кг	Теплоемкость, кДж/кг•град	Количество теплоты, кДж
Стакан из АД1М	$0{,}137 \cdot 10^{-3}$	2700	0,407	0,92	34
Лак	$0{,}5 \cdot 10^{-5}$	1400	$7 \cdot 10^{-3}$	1,51	2,12
Асбест	$3{,}3 \cdot 10^{-5}$	800	0,0264	0,808	6,48
Вкладыши из пенопласта	$1{,}123 \cdot 10^{-3}$	200	0,225	1,34	28,8

Считаем, что неучтенные дополнительные потери теплоты могут составить ориентировочно 30%. В этом случае суммарное количество теплоты с учетом дополнительных потерь

$$\sum Q_i = 1{,}3(34 + 2{,}12 + 6{,}48 + 28{,}8) = 92{,}8 \text{ кДж.}$$

Время выхода в режим

$$\tau = 92{,}8 / (244{,}5 \cdot 3{,}6) = 0{,}1 \text{ часа.}$$

Определяется разность температур между температурой статирования и нагревателем. Коэффициент теплоотдачи от проволоки находим по формуле:

$$\vartheta = \frac{2\pi\, L\, \lambda}{\ln(l/\pi r)\ \mathrm{sh}\,(2\pi d/b)},\ \frac{Вт}{град},$$

где λ — теплопроводность изоляции, Вт/(м • град);
для асбеста $\lambda = 0{,}11$ Вт/(м • град);
b — толщина изоляции, м.

$$\vartheta = \frac{2\pi \cdot 10{,}5 \cdot 0{,}11}{\ln\left(\dfrac{0{,}0014}{\pi \cdot 0{,}0003}\right) \mathrm{sh}\left(\dfrac{2\pi \cdot 0{,}0006}{0{,}0014}\right)} = 3{,}1\ Вт/град.$$

Перегрев проволоки относительно термостатируемого объема

$$\Delta t = \frac{\sum W}{\vartheta} = \frac{244{,}5}{3{,}1} = 78{,}9\ ^\circ C.$$

Температура $t_{пр}$ проволоки равна

$$t_{пр} = t_{ст} \cdot \Delta t = 80 + 78{,}9 = 158{,}9\ ^\circ C.$$

Допустимая рабочая температура проволоки 1000 °C, что существенно выше рабочей температуры.

Определяем перегрев $\Delta t_н$ от выделяемой нагрузкой теплоты $Q_н = 2{,}2$ Вт по формуле:

$$\Delta t_н = \frac{Q_н}{\xi \cdot F},\ град,$$

где ξ — коэффициент теплоотдачи,

$$\xi = \frac{1}{\dfrac{1}{\alpha_1} + \delta_{из}/\lambda_{из} + \dfrac{1}{\alpha_2}},\ Вт/(м^2 \cdot град);$$

α_1 и α_2 — коэффициенты теплоотдачи внутри и снаружи термокамеры соответственно;
$\alpha_1 = 10$ Вт/(м^2 • град); $\alpha_2 = 5$ Вт/(м^2 • град);
$\delta_{из}$ и $\lambda_{из}$ — толщина и теплопроводность изоляции (пенопласта);
$\delta_{из} = 2 \cdot 10^{-2}$ м; $\lambda_{из} = 0{,}055$ Вт/(м • град);

$$\xi = \frac{1}{\frac{1}{10} + \frac{2 \cdot 10^{-2}}{0{,}055} + \frac{1}{5}} = 1{,}51\ \text{Вт/(м}^2\cdot\text{град)};$$

F — поверхность охлаждения; F = 0,0858 м^2,

$$\Delta t_{\text{н}} = \frac{2{,}2}{1{,}51 \cdot 0{,}0858} = 16{,}9\ ^\circ\text{C}.$$

При температуре окружающей среды $t_{\text{о.с}}$ = 60 °С температура статирования составляет:

$$t_{\text{ст}} = t_{\text{о.с}} + \Delta t_{\text{н}} = 60 + 16{,}9 = 76{,}9\ ^\circ\text{C},$$

что удовлетворяет предъявляемым требованиям.

5.10. Конструкция источника электропитания ПЭВМ

Источники электропитания ПЭВМ обычно размещаются в металлическом корпусе, выполняющем функции электромагнитного экрана (рис. 5.39). Корпус источника выполняется из стали (обычно толщиной 0,8 мм), покрытие — химическое никелирование или другой вид.

На корпусе размещаются: печатная плата 1 с компонентами; вентилятор 2; трехштыревая стандартная вилка X2 для подключения входного напряжения сети при помощи трехпроводного шнура с трехконтактной розеткой (третий контакт служит для осуществления защитного зануления); трехгнездовая стандартная розетка X1 для подсоединения кабеля электропитания монитора. Количество электрических соединителей определяется конфигурацией ПЭВМ. В некоторых конструкциях раннего выпуска может быть установлен переключатель напряжения входной сети 110/220 В.

Вентилятор и разъемы для подсоединения сети и монитора размещаются на той стороне корпуса, которая выходит на заднюю стенку системного блока. Остальные выводы располагаются на противоположной стенке корпуса для удобства коммутации с функциональными узлами системного блока. Направление воздушного потока показано на рисунке стрелкой.

Силовые транзисторы прижимаются к радиаторам саморезными винтами непосредственно или с помощью стальной пластины. Для снижения термического сопротивления между транзистором и ради-

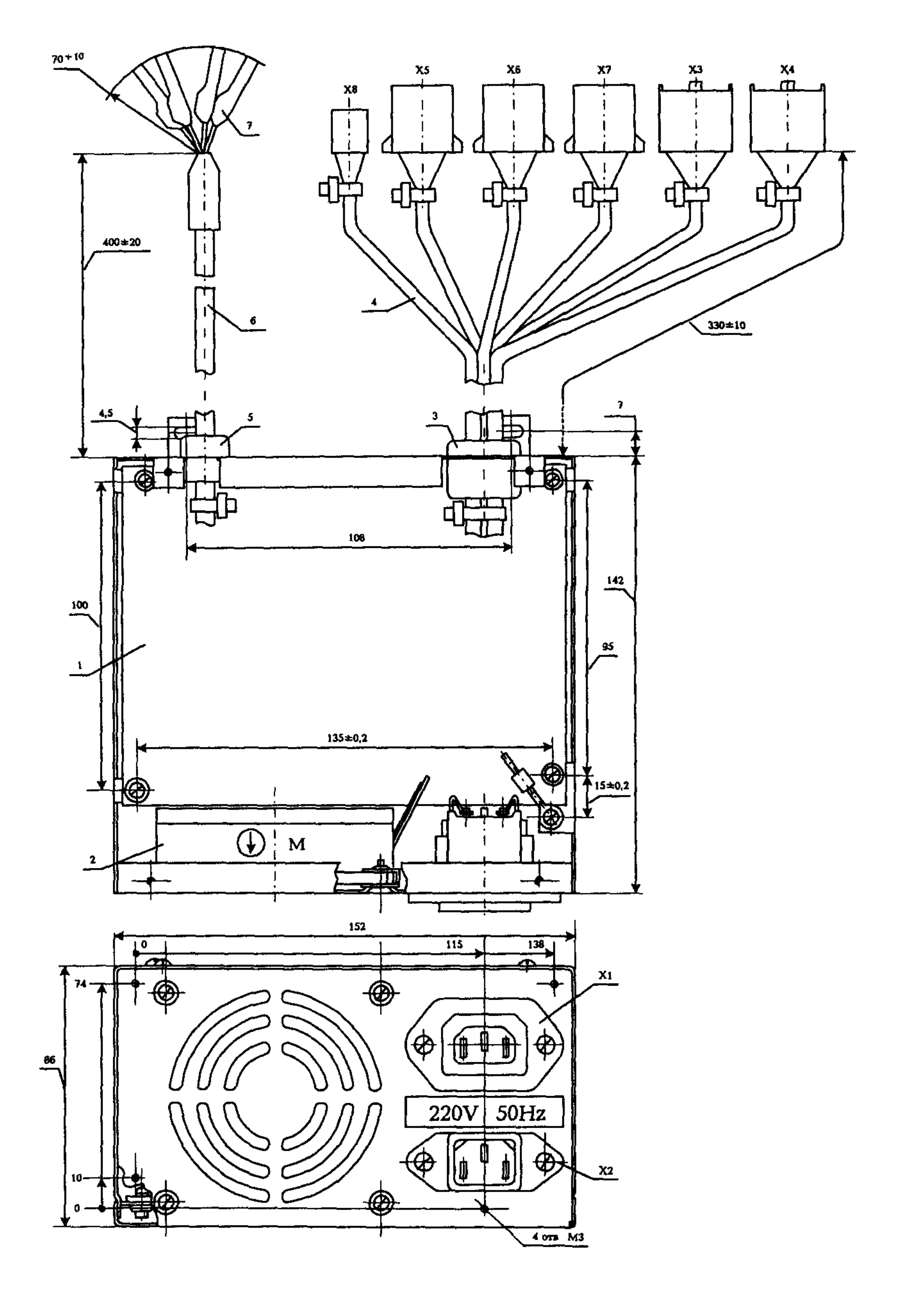


Рис. 5.39. Источник электропитания ПЭВМ

атором применяется теплопроводная паста. Силовые диоды прижимаются к радиатору самонарезными винтами. В качестве изолирующего материала между компонентами и радиаторами может использоваться слюда (например, марки С3 толщиной 0,4 мм) или теплопроводная резина.

В корпусе источника имеются отверстия, через которые проходят кабели 6 с наконечниками 7 и провода 4 с разъемами. В этих отверстиях устанавливаются втулки 3 и 5 (например, из полиэтилена марки 158-03).

Распределение разъемов X3...X8 по узлам системного блока производится следующим образом. Для соединения с системной платой служат два шестиконтактных разъема X3 и X4. Основной канал +5 В должен обеспечить электроэнергией видеоадаптер, факсмодемную плату, увеличенную оперативную память, сопроцессор и др. Для электропитания дисковода 5,25" и жесткого диска применяется, в основном, напряжение +12 В, для передачи которых используются два четырехконтактных разъема X6 и X7. Для передачи напряжения +12 В на дисковод +3,5" используется уменьшенный четырехконтактный разъем X8.

Предусмотрен также разъем X5, позволяющий расширить конфигурацию, например, использованием второго жесткого диска. Сетевые разъемы, закрепленные непосредственно на корпусе источника электропитания, являются аналогами зарубежных соединителей (вилка 2000ВП и розетка 2000РП).

5.11. Выбор конструкции и тепловой расчет радиатора для охлаждения полупроводникового прибора

Рассеиваемая прибором мощность P = 17,5 Вт;
температура окружающей среды (воздуха) $t_{ср}$ = 65 °С;
допустимая температура корпуса прибора $t_{доп}$ = 85 °С;
условия охлаждения: естественная конвекция.

Для обеспечения этой температуры прибор необходимо устанавливать на теплоотвод — радиатор с помощью прижимной пластины. Усилие прижима $F \leq 98$ Н.

На размеры радиатора установлены следующие ограничения. Из условий компоновки узлов в блоке шаг установки узлов не должен превышать 60 мм. С учетом размеров прибора, способа крепления прибора на радиаторе и способа крепления радиатора на несущем

изолирующем основании высота радиатора не должна превышать 40 мм.

При конструировании радиатора необходимо учитывать, что тепловое сопротивление контакта зависит от следующих факторов:

- качества контактных поверхностей;
- наличия смазочного вещества между контактными поверхностями;
- удельного давления на контактную поверхность, зависящего от усилия затяжки крепящих винтов и площади контактной поверхности;
- наличия электроизоляционной прокладки между контактными поверхностями.

Для расчета радиатора сначала необходимо определить удельное контактное тепловое сопротивление между корпусом компонента и радиатором $R_К$ [$м^2 \cdot {}^\circ C$ / Вт]:

$$R_К = \frac{R_{ФК} \cdot R_{СР}}{R_{ФК} + R_{СР}},$$

где $R_{ФК} = 0{,}815 \cdot 10^{-4} \cdot K_\rho \cdot K_\lambda \cdot K_Н \cdot K_\sigma$ — удельное тепловое сопротивление фактического контакта;

$R_{СР} = 4{,}375 \cdot 10^{-4} \cdot K_Н \cdot K_Т \cdot K_{\lambda ср}$ — удельное тепловое сопротивление межконтактной среды (воздуха).

Коэффициенты для нахождения $R_{ФК}$:

K_ρ определяется по рис. 5.40 для удельного контактного давления

$$P_{уд} = \frac{F}{S} = \frac{98}{5{,}096 \cdot 10^{-4}} = 1{,}923 \cdot 10^5 \frac{Н}{м^2},$$

где $F = 98Н$ — усилие прижима компонента к радиатору;

$S = 5{,}096 \cdot 10^{-4}$ $м^2$ — площадь корпуса компонента.

$$K_\rho = 27 \text{ (для } P_{уд} = 1{,}923 \cdot 10^5 \frac{Н}{м^2} \text{ по рис. 5.40).}$$

K_λ определяется по рис. 5.41 для приведенного коэффициента теплопроводности материалов

$$\lambda = \frac{2 \cdot \lambda_{О\lambda} \cdot \lambda_{КР}}{\lambda_{О\lambda} + \lambda_{КР}},$$

где $\lambda_{О\lambda} = 170$ Вт/(м$\cdot{}^\circ$C) для материала радиатора — сплава АЛ2 ГОСТ 2685—75;

$\lambda_{КР} = 390$ Вт/(м$\cdot{}^\circ$C) для материала корпуса компонента — меди.

$$\lambda = \frac{2 \cdot 170 \cdot 390}{170 + 390} = \frac{132600}{560} = 237 \frac{\text{Вт}}{\text{м} \cdot {}^\circ\text{C}}.$$

$K_\lambda = 0{,}14$ (для $\lambda = 237 \frac{\text{Вт}}{\text{м} \cdot {}^\circ\text{C}}$ по рис. 5.41).

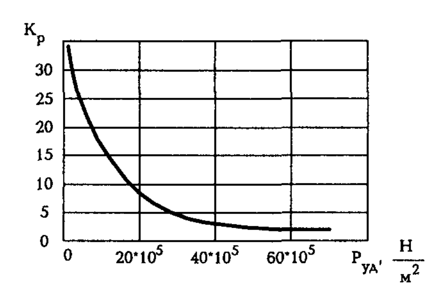


Рис. 5.40

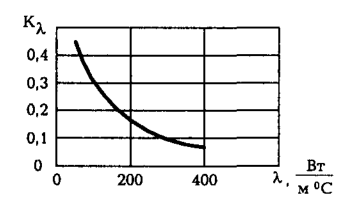


Рис. 5.41

K_H определяется по рис. 5.42 для суммарной высоты микровыступов контактирующих поверхностей компонента и радиатора $H = 15 \cdot 10^{-6}$ м ($H = h_1 + h_2$, где $h_1 = 5 \cdot 10^{-6}$ м — высота неровностей поверхности корпуса компонента; $h_2 = 10 \cdot 10^{-6}$ м — высота неровностей поверхности радиатора). $K_H = 1$.

K_σ определяется для предела прочности алюминия на растяжение

$$\sigma_{вр} = 18{,}3 \cdot 10^7 \frac{\text{Н}}{\text{м}^2} \text{ по рис. 5.43: } K_\sigma = 0{,}9.$$

Удельное тепловое сопротивление фактического контакта

$$R_{ФК} = 0{,}815 \cdot 10^{-4} \cdot K_\rho \cdot K_\lambda \cdot K_H \cdot R_\sigma = 0{,}815 \cdot 10^{-4} \cdot 27 \cdot 0{,}14 \cdot 1 \cdot 0{,}9 =$$

$$= 2{,}77 \cdot 10^{-4} \frac{\text{м}^2 \cdot {}^\circ\text{C}}{\text{Вт}}.$$

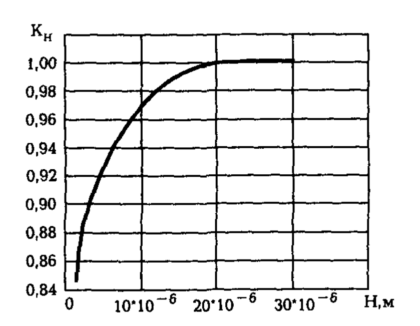


Рис. 5.42

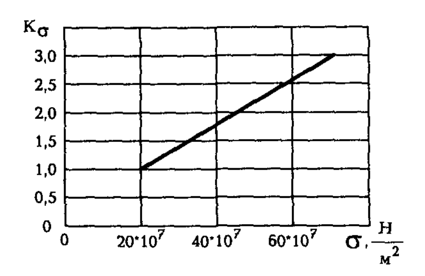


Рис. 5.43

Коэффициенты для нахождения R_{CP}:

K_H определяется по рис. 5.44 для суммарной высоты микровыступов контактирующих поверхностей компонента и радиатора $H = 15 \cdot 10^{-6}$ м:

$K_H = 0{,}75$.

K_t = определяется по рис. 5.45 для t = 65 °С. $K_t = 0{,}96$.

$K_{\lambda ср}$ опредляется по рис. 5.46 для теплопроводности межконтактной воздушной среды $\lambda ср = 27{,}5 \cdot 10^{-3}\ \frac{Вт}{м \cdot град}$. $K_{\lambda ср} = 1$.

Удельное тепловое сопротивление межконтактной среды (воздуха):

$$R_{ср} = 4{,}375 \cdot 10^{-4} \cdot K_H \cdot K_T \cdot K_{\lambda ср} =$$

$$= 4{,}375 \cdot 10^{-4} \cdot 0{,}75 \cdot 0{,}96 \cdot 1 = 3{,}15 \cdot 10^{-4}\ \frac{м^2 \cdot °C}{Вт}.$$

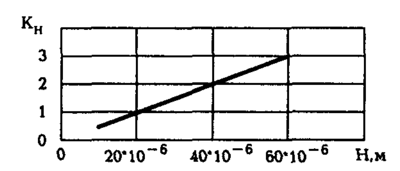


Рис. 5.44

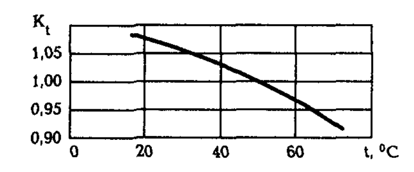


Рис. 5.45

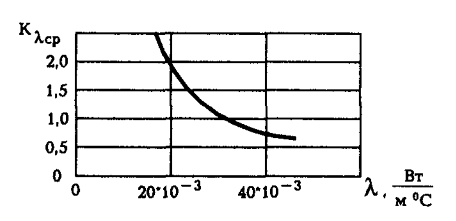


Рис. 5.46

Удельное контактное тепловое сопротивление (без пасты):

$$R_K = \frac{R_{ФК} \cdot R_{СР}}{R_{ФК} + R_{СР}} = \frac{2{,}77 \cdot 3{,}15 \cdot 10^{-8}}{(2{,}77 + 3{,}15) \cdot 10^{-4}} = 1{,}47 \cdot 10^{-4} \, \frac{м^2 \cdot °C}{Вт}.$$

Для улучшения теплового контакта компонент устанавливается на радиатор на пасту КПТ-8 (МРТУ 6-02-394-66).

Удельное контактное сопротивление с пастой определяется по формуле:

$$R_{КП} = \frac{R_{ФКП} \cdot R_{СР.П}}{R_{ФКП} + R_{СР.П}}.$$

Дополнительное сопротивление при контакте в пастообразной среде определяется по формуле:

$$\Delta R = \frac{0{,}513 \cdot 10^{-6} \cdot \sigma_{ВР}}{P_{уд}},$$

где $\sigma_{ВР} = 18{,}3 \cdot 10^7 \, \frac{Н}{м^2}$ — предел прочности на растяжение для алюминия.

$$\Delta R = \frac{0{,}513 \cdot 10^{-6} \cdot 18{,}3 \cdot 10^7}{1{,}923 \cdot 10^5} = 4{,}88 \cdot 10^{-4} \, \frac{м^2 \cdot °C}{Вт}.$$

Удельное тепловое сопротивление фактического контакта в пастообразной среде:

$$R_{ФКП} = R_{ФК} + \Delta R = 2{,}77 \cdot 10^{-4} + 4{,}88 \cdot 10^{-4} = 7{,}65 \cdot 10^{-4} \frac{м^2 \cdot °C}{Вт}.$$

Удельное тепловое сопротивление межконтактной среды с пастой:

$$R_{СР.П} = \frac{0{,}6 \cdot (h_{СР1} + h_{СР2})}{\lambda_{СР}},$$

где $\lambda_{СР}$ — приведенный коэффициент теплопроводности межконтактной среды с пастой,

$$\lambda_{СР} = \frac{\lambda_{СР1} \cdot h_1 + \lambda_{СР2} \cdot h_2}{h_1 + h_2}.$$

Здесь

$$\lambda_{СР1} = 0{,}14 + 2{,}9 \cdot 10^3 \cdot h_1 = 0{,}14 + 2{,}9 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-6} = 0{,}154 \frac{Вт}{м \cdot °C},$$

$$\lambda_{СР2} = 0{,}14 + 2{,}9 \cdot 10^3 \cdot h_2 = 0{,}14 + 2{,}9 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 0{,}169 \frac{Вт}{м \cdot °C}.$$

Таким образом

$$\lambda_{СР} = \frac{0{,}154 \cdot 5 \cdot 10^{-6} + 0{,}169 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 10^{-6} + 10 \cdot 10^{-6}} = 0{,}164 \frac{Вт}{м \cdot °C}.$$

Удельное тепловое сопротивление межконтактной среды с пастой:

$$R_{СР.П} = \frac{0{,}6 \cdot (5 \cdot 10^{-6} + 10 \cdot 10^{-6})}{0{,}164} = 0{,}55 \cdot 10^{-4} \frac{м^2 \cdot °C}{Вт}.$$

Удельное контактное тепловое сопротивление с пастой:

$$R_{КП} = \frac{7{,}65 \cdot 10^{-4} \cdot 0{,}55 \cdot 10^{-4}}{7{,}65 \cdot 10^{-4} + 0{,}55 \cdot 10^{-4}} = 0{,}51 \cdot 10^{-4} \frac{м^2 \cdot °C}{Вт}.$$

Таким образом, тепловое контактное сопротивление при наличии пасты в 3 раза ниже.

Тепловое контактное сопротивление между корпусом и теплоотводом определяется по формуле:

$$R_{К\text{-}Т} = \frac{R_{КП}}{S} = \frac{0{,}51 \cdot 10^{-4}}{5{,}096 \cdot 10^{-4}} = 0{,}1 \frac{°C}{Вт}.$$

При изготовлении деталей и сборке возможны отклонения от технологического процесса, поэтому разработчик может принять некоторый запас для обеспечения надежной работы аппаратуры. В данном случае запас выражается завышением сопротивления $R_{К\text{-}Т}$. Возьмем, для примера, запас равным 30%. При этом сопротивление между корпусом и теплоотводом равно

$$R_{К\text{-}Т} = 1{,}3 \cdot 0{,}1 = 0{,}13\ \frac{°C}{Вт}.$$

Затем определяется допустимая температура теплоотвода (радиатора) при заданной мощности P, рассеиваемой теплоотводом:

$$t_Р = t_{доп} - R_{К\text{-}Т} \cdot P = 85 - 0{,}13 \cdot 17{,}5 = 82{,}7 = 83\ °C,$$

где $t_{доп} = 85$ °C — допустимая температура корпуса компонента;
$P = 17{,}5$ Вт — мощность, рассеиваемая компонентом.

После изготовления все компоненты схемы и элементы конструкции должны быть покрыты полиуретановым лаком УР-231 МРТУ 6-10863-69 не менее, чем тремя слоями. Так как лаковое покрытие увеличивает перегрев компонента на (2...5)%, то допустимая температура радиатора определяется по формуле

$$t_{Р\ лак} = t_{СР} + 0{,}95 \cdot (t_Р - t_{СР}) = 65 + 0{,}95 \cdot (83 - 65) = 82\ °C,$$

где $t_{СР} = 65$ °C — температура охлаждающей среды по условиям эксплуатации;
0,95 — поправочный коэффициент, соответствующий перегреву на 5%.

Выбираем односторонний игольчато-штыревой радиатор для естественной конвекции с шагом расположения штырей $a = 9$ мм, шириной $A = 37$ мм, высотой радиатора $L = 171$ мм, высотой штырей $C = 32$ мм, средним диаметром штыря 2 мм, приведенным коэффициентом черноты $\varepsilon_{пр} = 0{,}85$, толщиной основания $d = 5$ мм, длиной радиатора $B = 171$ мм.

Проводимость полоски радиатора длиной 171 мм, ширина которой равна шагу $a = 9$ мм, определяется по графику рис. 5.47 по допустимой температуре перегрева радиатора $\Delta t_{Р\ доп} = t_{Р\ лак} - t_С = 82 - 65 = 17$ °C для кривой $L = 171$ мм:

$$\frac{1}{R_{ПОЛ}} = 0{,}052\ \frac{Вт}{град}.$$

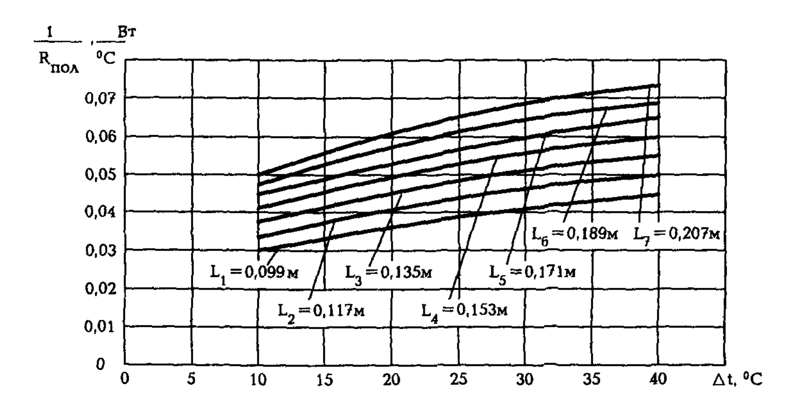


Рис. 5.47

Проводимость радиатора

$$\frac{1}{R_{РАД}} = \frac{1}{R_{ПОЛ}} \cdot n + \frac{1}{R_\delta},$$

где n — число полосок по длине радиатора B:

$$n = \frac{B}{a} = \frac{171}{9} = 19,$$

$\frac{1}{R_\delta}$ — поправка на излучение с боковых сторон радиатора, $\frac{Вт}{град}$.

Для одностороннего радиатора с L = 171 мм, C = 32 мм, определяем $\frac{1}{R_\delta}$ по рис. 5.48

$$\frac{1}{R_\delta} = 0,088 \frac{Вт}{град}.$$

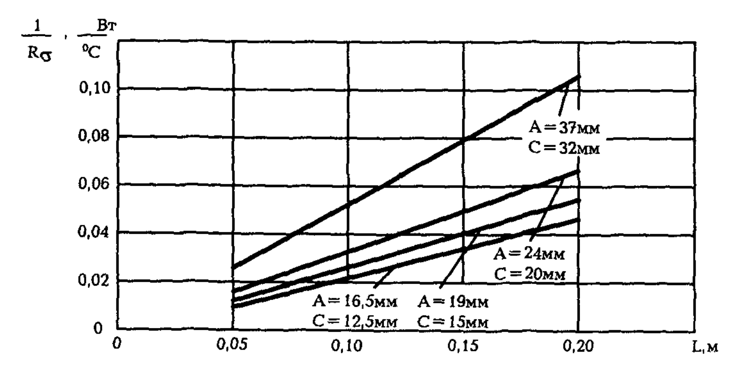


Рис. 5.48

Проводимость радиатора

$$\frac{1}{R_{РАД}} = 0{,}052 \cdot 19 + 0{,}088 \approx 1{,}076 \, \frac{Вт}{град}.$$

Количество теплоты, отводимое радиатором от компонента

$$R = \frac{1}{R_{РАД}} \cdot (t_{Р\ лак} - t_{С)} = 1{,}076 \cdot (82 - 65) = 18{,}29 \text{ Вт}.$$

По заданию отводимая мощность равна 17,5 Вт, поэтому выбранный радиатор имеет завышенные размеры. При следующем приближении выбираем радиатор с меньшими размерами его элементов и производим перерасчет.

Литература

1. ГОСТ 13109—87. Электрическая энергия. Требования к качеству электрической энергии в электрических сетях общего назначения.

2. ГОСТ 19705—89. Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Требования к качеству электроэнергии.

3. ГОСТ 21671—82. Электроагрегаты и электростанции бензиновые. Общие технические условия.

4. ГОСТ Р 50627—93. Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к динамическим изменениям напряжения сети электропитания. Технические требования и методы испытаний.

5. Проектирование радиопередающих устройств: Учеб. пособие для вузов/ В. В. Шахгильдян, В. А. Власов, В. Б. Козырев и др.; Под ред. В. В. Шахгильдяна. — М.: Радио и связь, 1993. — 512 с.

6. Проектирование радиолокационных приемных устройств/ А. П. Голубков, А. Д. Долматов, А. П. Лукошкин и др.; Под ред. М. А. Соколова. — М.: Высшая школа, 1984. — 335 с.

7. Григораш О. В. Современное состояние и перспективы применения асинхронных генераторов в автономной энергетике// Промышленная энергетика. — 1995. — № 3. — С. 29—32.

8. Гармоники в электрических системах: Пер. с англ./ Дж. Аррихлага, Д. Брэдли, П. Боджер. — М.: Энергоатомиздат, 1990. — 320 с.

9. Шидловский А. К., Козлов А. В., Комаров Н. С., Москаленко Г. А. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью. — Киев: Наукова думка, 1993. — 272 с.

10. Электронные приборы для защиты РЭА от электрических перегрузок: Справочник/ В. П. Черепанов, А. К. Хрулев, И. П. Блудов. — М.: Радио и связь, 1994. — 224 с.

11. Статические агрегаты бесперебойного питания/ Г. Г. Адамия, Е. И. Беркович, А. С. Картавых и др.; Под ред. Ф. И. Ковалева. — М.: Энергоатомиздат, 1992. — 288 с.

12. Дикань С. В., Намитоков К. К. Аппараты систем бесперебойного электроснабжения. — К.: Тэхника, 1989. — 174 с.

13. ГОСТ 26416—85. Агрегаты бесперебойного питания на напряжения до 1 кВ. Общие технические условия.

14. Изделия промышленности средств связи. Каталог. Серия 3. Аппаратура проводной связи и передачи данных. Тем. выпуск “Электропитающее оборудование для предприятий связи”. — М.: НИИ ЭКОС, 1992. — 52 с.

15. Карабанов С. М., Кухмистров Ю. В., Пономарев Д. И. Анализ работы солнечных батарей из аморфного кремния в составе источников питания// Электронная промышленность. — 1995. — Вып. 2. — С. 23—25.

16. Зиновьев К., Пантуев В. Солнечно-аккумуляторные батареи для питания РЭА// Радио. — 1995. — № 2. — С. 43—44.

17. Сокольский А. С., Афанасьев А. И., Абраменков А. И. Оптимизация режима питания генератора на диоде Ганна при воздействии дестабилизирующих факторов// Электронная техника. Сер. 1. “Электроника СВЧ”. — 1989. — Вып. 9 (423). — С. 72—74.

18. Костиков В. Г., Никитин И. Е. Источники электропитания высокого напряжения РЭА. — М.: Радио и связь, 1986. — 200 с.

19. Функциональные устройства систем электропитания наземной РЭА/ В. В. Авдеев, В. Г. Костиков, А. М. Новожилов, В. И. Чистяков; Под ред. В. Г. Костикова. — М.: Радио и связь, 1990. — 192 с.

20. Полянин К. П. Интегральные стабилизаторы напряжения. — М.: Энергия, 1979. — 192 с.

21. Интегральные схемы. Каталог. Под ред. Г. Ф. Рождественского. Изд-во ассоциации Электропитание. 1991. — 106 с.

22. Андриевский Б. М. Интегральные стабилизаторы КР142ЕН17 с малым падением напряжения. — Н.-Т. сб. Электропитание. — М.: Изд-во ассоциации Электропитание, 1993. — Вып. 1 — С. 109—111.

23. Казанджян А. Э., Макарчук В. А. Параллельный стабилизатор напряжения КР142ЕН19. —Н.-Т. сб. Электропитание.— М.: Изд-во ассоциации Электропитание, 1993. — Вып. 1. — С. 100—104.

24. Колесниченко О. В., Шишигин И. В., Обрученков В. А. Интегральные микросхемы зарубежной бытовой видеоаппаратуры. Справ. пособие. — СПб.: Лань, 1996. — 272 с.

25. Бошерт Р. Обратные преобразователи — решение проблемы создания дешевых бестрансформаторных источников, питания// Электроника. — 1978. — № 26. — С. 43—51.

26. Высокочастотные транзисторные преобразователи/ Э. М. Ромаш, Ю. И. Драбович, Н. Н. Юрченко, П. Н. Шевченко. — М.: Радио и связь, 1988. — 288 с.

27. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — 376 с.

28. Головков А. В., Любицкий В. Б. Блоки питания для системных модулей типа IBM PC-XT/AT —М.: Лад и Н, 1995. — 152 с.

29. Транзисторные источники электропитания с бестрансформаторным входом/ Драбович Ю. И., Комаров И. О., Марченко Н. Б. — Киев: Наукова думка, 1984. — 160 с.

30. Бузыкин С. Г. Пути повышения надежности силовых транзисторных ключей сетевых ИВЭП. — Матер. семинара "Высокоэффективные источники и системы вторичного электропитания РЭА". — М.: МДНТП. 1986. — С. 44—51.

31. Григорьев Б. И. Статические характеристики насыщения мощных высоковольтных транзисторов// Электротехническая промышленность. Сер. Преобразовательная техника. — 1984. — Вып. 11 (169). — С. 1—3.

32. Комаров Н. С., Марченко Н. Б., Возный В. А. Модели полупроводниковых приборов для анализа процессов переключения. — Препринт. — Киев, 1990. — 57 с. — (Ин-т электродинамики АН УССР, № 675).

33. Петропавловский Ю., Видеотехника формата VHS // Радио.— 1996. — № 12. — С. 16—17.

34. Полупроводниковые приборы. Диоды выпрямительные, стабилитроны, тиристоры: Справочник/ А. Б. Гитцевич, А. А. Зайцев, В. В. Мокряков и др. Под ред. А. В. Голомедова. —М.: КУбК-а, 1996. — 528 с.

35. Криштафович И. А. Транзисторные системы высоковольтного электропитания. — Препринт. — Киев. 1988. — 55 с. — (Ин-т электродинамики АН УССР, № 574).

36. Мкртчян Ж. А. Основы построения устройств электропитания ЭВМ. — М.: Радио и связь, 1990. — 208 с.

37. Расчет электромагнитных элементов источников вторичного электропитания/ А. Н. Горский, Ю. С. Русин, Н. Р. Иванов и др. — М.: Радио и связь, 1988. — 176 с.

38. Березин О. К., Костиков В. Г., Криштафович И. А. и др. Модульные системы высоковольтного вторичного электропитания. — Препринт. — Киев, 1989. — 29 с. — (Ин-т электродинамики АН УССР, № 584).

39. Вуколов Н. И., Михайлов А. Н. Знакосинтезирующие индикаторы: Справочник/ Под ред. В. П. Балашова. — М.: Радио и связь, 1987. — 576 с.

40. Приемные электронно-лучевые трубки: Справочник/ Н. И. Вуколов, А. И. Горбин, Г. С. Котовщиков; Под ред. В. Н. Уласюка. — М.: Радио и связь, 1993. — 576 с.

41. Михайлова М. М., Филиппов В. В., Муслаков В. П. Магнитомягкие ферриты для радиоэлектронной аппаратуры: Справочник/ Под ред. А. Е. Оборонко. — М.: Радио и связь, 1983. — 200 с.

42. Сидоров И. Н., Христинин А. А., Скорняков С. В. Малогабаритные магнитопроводы и сердечники. — М.: Радио и связь, 1989. — 384 с.

43. Электромагнитные элементы радиоэлектронной аппаратуры: Справочник/ Ю. С. Русин, И. Я. Гликман, А. Н. Горский. —М.: Радио и связь, 1991. — 224 с.

44. Хандогин В. И., Райкова А. В. Анализ характеристик трансформаторов с магнитопроводами из аморфных магнитомягких сплавов// Электросвязь. — 1989. — № 8. — С. 50—53.

45. ОСТ 11 АГО.471.000-70. Трансформаторы питания высоковольтные.

46. Глушицкий И. В., Жук Н. П., Зыкин В. Н., Мастюков Б. П., Петров А. А. Высоковольтный источник электропитания с жидкостным охлаждением// Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОВР. — 1994. — Вып. 1. — С. 75—83.

47. Веденеев Г. М., Зенченко А. Н., Токарев А. Б. Силовые биполярные транзисторы при работе в ключевых режимах. — М.: Изд-во МЭИ, 1992. — 88 с.

48. Лихобабин Н. П., Горобец Н. В., Киселев Ю. П., Политанский Л.Ф. Область безопасной работы переключающих мощных полевых транзисторов// Радиотехника и электроника. Т. 37. — 1992. Вып. 7. — С. 1280—1283.

49. Расчет эксплуатационных характеристик и применение электрических конденсаторов/ Б. П. Беленький, П. Н. Бондаренко, М. Э. Борисова и др. — М.: Радио и связь, 1988. — 240 с.

Содержание

ГЛАВА 3
Источники электропитания импульсного действия 111

ГЛАВА 4
Высоковольтные источники электропитания...............228